621.372
С 741

СПРАВОЧНИК
по расчету и проектированию ARC-схем

621.372
С 741

СПРАВОЧНИК
по расчету и проектированию ARC-схем

СПРАВОЧНИК по расчету и проектированию ARC-схем

K

СПРАВОЧНИК ПО РАСЧЕТУ И ПРОЕКТИРОВАНИЮ *ARC*-СХЕМ

Под редакцией проф. А. А. Ланнэ

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
БИБЛИОТЕКА КИЕВСКОГО
МЕХАНИЧЕСКОГО З-ДА

02-05

137697

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1984

~~ББК 32.84~~
С74
УДК 621.372
+621.375
С 741

С. А. БУКАШКИН, В. П. ВЛАСОВ, Б. Ф. ЗМИЙ, А. И. КАЛЯКИН, С. Г. КРУТЧИНСКИЙ, Е. И. КУФЛЕВСКИЙ, А. А. ЛАННЭ, В. В. МАСЛЕННИКОВ, А. М. МЕНЬШИКОВ, П. Г. МИХАЛЕВ, В. А. ПЕТРАКОВ, А. П. СИРОТКИН, Г. Н. СЛАВСКИЙ, В. П. СТЫЦЬКО.

С74 **Справочник** по расчету и проектированию *ARC*-схем / Букашкин С. А., Власов В. П., Змий Б. Ф. и др.; Под ред. А. А. Ланнэ. — М.: Радио и связь, 1984. — 368 с., ил.

В пер.: 1 р. 70 к.

Излагаются инженерные методы расчета и проектирования линейных аналоговых *ARC*-схем, применяемых в аппаратуре электроники и связи: суммирующих, интегрирующих, дифференцирующих, простейших корректирующих устройств, различных типов электрических фильтров и корректоров, формирующих цепей, фильтров и корректоров с управляемыми характеристиками, селективных усилителей и др. Материал книги базируется на концепции синтеза цепей по рабочим параметрам; для получения данных справочника использовались современные методы оптимального синтеза электронных схем с применением ЭВМ.

Для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием радиоэлектронной и связной аппаратуры.

$$С\ \frac{2401000000-083}{046(01)-84}\ 24-83$$

ББК 32.84
6Ф1

РЕЦЕНЗЕНТ А. Е. ЗНАМЕНСКИЙ

Редакция литературы по электросвязи

Сергей Анатольевич Букашкин, Вячеслав Петрович Власов, Борис Филиппович Змий и др.

СПРАВОЧНИК ПО РАСЧЕТУ И ПРОЕКТИРОВАНИЮ *ARC*-СХЕМ

Редакторы *Е. В. Комарова, Е. А. Образцова*
Художник *Н, М. Ковалева*
Художественный редактор *Л. Н. Сильянов*
Технический редактор *Г. И. Колосова*
Корректор *Т. Г. Захарова*

ИБ № 589

Сдано в набор 28.03.83. Подписано в печать 9.02.84. Т-08606 Формат $60\times90^1/_{16}$. Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 23,0. Усл. кр.-отт. 23,0. Уч.-изд. л. 27,55. Тираж 21 000 экз. Изд. № 19266. Зак. 1711. Цена 1 р. 70 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 4 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
129041, Москва, Б. Переяславская ул., д. 46

© Издательство «Радио и связь», 1984

ВВЕДЕНИЕ

Эта книга является справочником по расчету линейных аналоговых радиотехнических устройств, выполненных на элементах R, C и резистивных усилителях[1].

Интерес к ARC-схемам возник сравнительно давно, еще в 30-е годы, в связи с освоением диапазонов низких и инфранизких частот и построением измерительных систем, функционирующих в сильных магнитных полях. В таких условиях применение катушек индуктивности либо нежелательно, либо вовсе исключено. Однако во всей полноте задача построения схем без индуктивностей встала в начале 60-х годов, когда появились новые тенденции проектирования радиоэлектронной аппаратуры методами микроэлектроники.

За прошедшие годы много сделано для развития методов расчета ARC-схем, обеспечения их проектирования и производства. В нашей стране и за рубежом на эту тему издано большое число книг и журнальных статей. Отечественной промышленностью освоены и серийно выпускаются полуфабрикаты, специально предназначенные для построения ARC-схем (операционные усилители ОУ, гираторы, звенья электрических фильтров, звенья линий задержки и др.).

Значение ARC-схем в перспективных разработках, модернизациях и рационализациях существующей аппаратуры уже известно широким кругам инженеров. Эти схемы из экзотических перешли в разряд остро необходимых, и области их применения постоянно расширяются: теоретически обосновано и экспериментально доказано, что многие задачи селекции, коррекции и преобразования сигналов успешно могут решаться с помощью ARC-устройств в диапазоне частот от долей герц до единиц мегагерц. Получаемые при этом схемы по таким важным показателям, как экономичность, технологичность, масса и габариты, возможности настройки и перестройки и даже стабильность характеристик, часто и порой заметно превосходят RLC-схемы.

Настоящий справочник предназначен для выполнения проектов разнообразных линейных радиотехнических устройств без индуктивностей. Изложение материала носит рецептурный характер, что, по мнению авторов, обеспечивает максимальную доступность для широкого круга читателей. Представленные данные и методики получены в результате использования строгих методов синтеза электрических цепей по рабочим параметрам. Именно это обстоятельство позволило унифицировать расчеты всех типов устройств и систематически реализовать принцип оптимальности: при выполнении проектов имеется возможность спроектировать схему оптимально по экономическим и (или) массогабаритным показателям либо почти оптимально и при этом обеспечить выполнение совокупности ограничений, диктуемых особенностями применения и технологии.

Для получения данных, приведенных в справочнике, в полной мере использовались современные методы оптимального синтеза электронных схем с широким привлечением ЭВМ и опыта большого числа практических разработок. Предлагаемые инженерные методы просты, хотя и не элементарны. Они базируются на графиках, таблицах и схемах, заранее подготовленных с привлечением строгих методов.

Общие принципы проектирования ARC-схем. Целью проекта является создание устройства с заданными свойствами. Среди многочисленных требований проекта центральным является обеспечение необходимого преобразования сигнала или, что то же самое, заданных частотных либо временных характеристик. При этом приходится учитывать много сопутствующих условий, таких как стабильность характеристик, шумы и нелинейные искажения, экономичность и технологичность, вопросы настройки и т. д.

---

[1] Такие устройства, как это принято в современной научно-технической литературе, будем обозначать ARC (активные RC-устройства).

Все указанные условия взаимосвязаны и часто противоречивы. По этой причине задача оптимального проектирования *ARC*-схем в полном объеме не решена. В то же время результаты теории синтеза электронных схем позволяют при делении всей процедуры проектирования на части решать составляющие задачи оптимально. В результате проект в целом оказывается весьма совершенным и, по-видимому, близким к оптимальному.

Обычно задача на проектирование ставится следующим образом: требуется построить схему, частотные либо временные характеристики которой находятся в пределах заданных допусков или отклоняются от желаемых зависимостей на величины, не превышающие заданных. Сказанное иллюстрируется рис. В1, *а* и

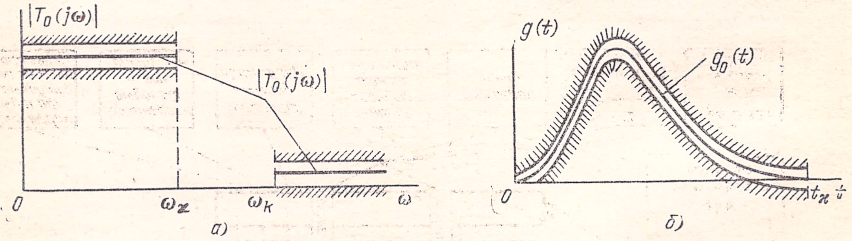


Рис. В.1. Желаемые характеристики $|T_0(j\omega)|$ и $g_0(t)$, допустимые области их изменения

б, где показаны желаемые зависимости $|T_0\ (j\omega)|$ и $g_0\ (t)$ и отмечены допустимые области их изменения. Там, где эти области не выделены, поведение характеристик не контролируется.

Проектируемую схему предполагается эксплуатировать в условиях действия дестабилизирующих факторов, диапазон изменения которых известен. Например, задаются номинальная температура и диапазон ее изменения. При этом характеристики прибора при действии дестабилизирующих факторов не должны выходить из допустимых областей.

Уровень входного сигнала в процессе работы может изменяться. Поэтому в схеме необходимо обеспечить определенный динамический диапазон, шумы и нелинейные искажения.

На проектирование устройства существенно влияют технологические условия, которые налагают ограничения на номиналы элементов, число элементов, режимы включения и т. д. Так, при гибридно-пленочном исполнении *ARC*-схем значения *R* и *C* подчиняются неравенствам $C_{\min} \leqslant C \leqslant C_{\max}$, $R_{\min} \leqslant R \leqslant R_{\max}$. Число емкостей желательно минимизировать, а напыленные емкости заземлять.

Нередко на проектируемый прибор приходится налагать ограничения по потребляемой мощности. В ряде случаев подобные ограничения оказываются очень жесткими.

Устройства, рассматриваемые в данной книге, относятся к числу прецизионных. Поэтому после сборки схема, как правило, настраивается, причем этот процесс должен быть удобным, легко выполнимым.

В принципе, могут возникать и другие дополнительные требования. Все они являются ограничивающими условиями, при которых должен быть оптимизирован (максимизирован или минимизирован) определенный критерий качества. В этой роли могут выступать стоимость устройства, его масса, габаритные размеры и т. д. Следует, однако, четко усвоить, что упомянутые критерии определяют качество проекта только совместно с ограничивающими условиями.

Учитывая типовые требования к линейным радиотехническим устройствам и, в частности, постоянное требование экономической эффективности проекта, можно рекомендовать следующую тактику проектирования.

На I этапе (этапе аппроксимации) конструируется передаточная функция схемы с помощью которой обеспечиваются желаемые частотные (временные) характеристики. В справочниках эта задача решается с помощью таблиц нулей полюсов разнообразных передаточных функций, отражающих решения большинства задач, встречающихся на практике (разд. 3). Общие рекомендации по выбору передаточных функций содержатся в разд 2. Все указанные таблицы составлены по результатам решения задач оптимального конструирования передаточных функций. Это означает что при заданной точности воспроизведения желаемых характеристик передаточные функции, взятые из таблиц, обеспечивают минимально возможный порядок функции цепи, а следовательно, и минимально возможное число звеньев в схеме.

В тех случаях, когда данных из таблиц окажется недостаточно, рекомендуется воспользоваться литературой по применению алгоритмов и программ конструирования передаточных функций на ЭВМ (см. в конце книги) и решить задачу на ЭВМ.

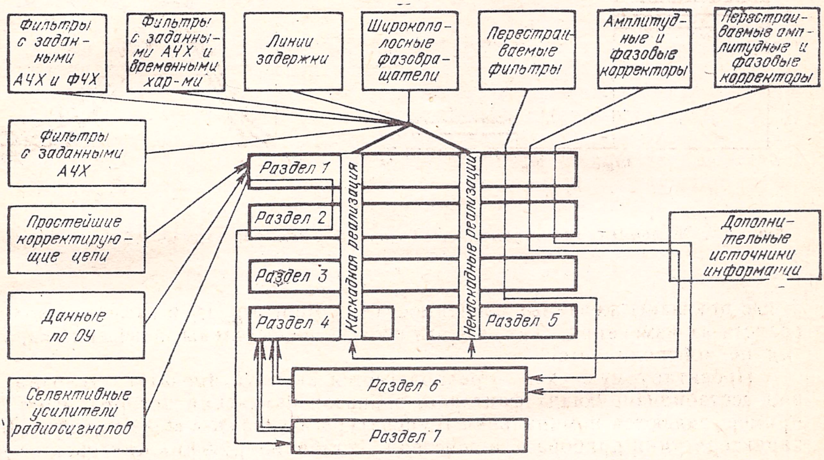

Фильтры с заданными АЧХ и ФЧХ
Фильтры с заданными АЧХ и временными хар-ми
Линии задержки
Широкополосные фазовращатели
Перестраиваемые фильтры
Амплитудные и фазовые корректоры
Перестраиваемые амплитудные и фазовые корректоры
Фильтры с заданными АЧХ
Простейшие корректирующие цепи
Данные по ОУ
Селективные усилители радиосигналов
Раздел 1
Раздел 2
Раздел 3
Раздел 4
Раздел 5
Раздел 6
Раздел 7
Каскадная реализация
Некаскадная реализация
Дополнительные источники информации

Рис. В.2. Диаграмма взаимосвязи разделов и последовательности решения задач

На II этапе (этапе реализации) выбирается принцип реализации, а также реализующая схема. По данным решения задачи аппроксимации (по передаточной функции) формулируются дополнительные требования к отдельным частям схемы, например к звеньям по стабильности их параметров и производится расчет схемы (разд. 4—7).

Представленные в пособии схемы являются извлечением из огромного числа схем, опубликованных в литературе. Они отличаются лучшими параметрами, отмеченными при обсуждении ограничительных условий. При решении задачи реализации рекомендуется внимательно ознакомиться с общими принципами реализации (разд. 2) и примерами, приведенными в разд. 4—7 Реализация простейших цепей рассматривается в разд. 1[1].

На III этапе (этапе контроля решения) проводится оценка выполнимости дополнительных ограничительных условий: стабильности, динамического диапазона и т. д. При подобных оценках очень полезны программы анализа электронных схем. При необходимости решение корректируется для чего выбирается либо другая схема, либо более стабильная передаточная функция, либо то и другое одновременно.

---

[1] В последние годы опубликованы и продолжают издаваться различные справочники и руководства по применению ОУ, где имеются разделы, посвященные проектированию ARC-схем (фильтров). Пригодные для первоначального ознакомления, эти материалы не могут служить пособием при выполнении сколь-либо ответственных разработок.

Однако II и III этапы неформальны. Поэтому в сложных случаях успех решения зависит от квалификации разработчика, его опыта и интуиции.

На IV этапе (этапе настройки и испытаний) проверяются полученные после сборки схемы характеристики, доводятся до требуемых и проводятся контрольные испытания устройства. Соображения по настройке содержатся в рекомендациях для каждого типа устройств и в примерах.

Предварительное ознакомление с рассматриваемыми вопросами и разновидностями обсуждаемых радиотехнических устройств, их взаимосвязью можно получить из диаграммы, представленной на рис. В.2. Здесь стрелками указаны пути следования по разделам при расчете той или иной *ARC*-схемы. Стрелки извне говорят о том, что необходимые для проектирования передаточные функции следует получать из дополнительных источников, обычно с помощью расчетов на ЭВМ по специальным программам.

Часть разд. 1, относящаяся к свойствам, особенностям характеристик и применения активных приборов, а также разд. 2 обязательны для чтения при выполнении любых проектов.

В справочнике почти не цитируется использованная литература во избежание перегрузки текста. Приведенные в списке литературы комментированные источники дают возможность при необходимости ознакомиться с обоснованием идей и методов, изложенных в книге.

Настоящий справочник является коллективным трудом группы специалистов, занимающихся теорией и проектированием *ARC*-схем. В нем представлены результаты оригинальных исследований авторов. Многие известные результаты уточнены. Так, заново рассчитаны таблицы передаточных функций фильтров Золотарева—Кауэра в форме, предложенной в данном справочнике, инверсных чебышевских фильтров, фильтров Лежандра, что позволило исправить значительное число неточностей, имеющихся в оригинальных публикациях.

Основной материал справочника подготовили следующие авторы: А. А. Ланнэ — введение, разд. 2 и 3 (3.1—3.6 совместно с С. А. Букашкиным и В. А. Петраковым, 3.12 — совместно с А. М. Меньшиковым), разд. 6 (6.1 — совместно с Б. Ф. Змием); Г. Н. Славский — разд. 1 (1.2—1.4), разд. 5 (5.1, 5.6 — 5.8); Е. И. Куфлевский — разд. 4 (4.1—4.6); С. Г. Крутчинский — разд. 4 (4.7—4.9); В. П. Стыцько — разд. 5 (5.2, 5.3 совместно с В. П Власовым и Г. Н. Славским); А. И. Калякин — разд. 6 (6.2—6.4); В. В. Масленников — разд. 7 (совместно с А. П. Сироткиным). Кроме того, отдельные подразделы написали П Г Михалев (5.4, 5.5), А М. Меньшиков (5.9) В. А. Петраков (1.1) и М. М. Неизвестный подготовил таблицу передаточных функций оптимальных фильтров с пониженной добротностью. Авторы благодарны В. В. Колпакову и А И. Коренецкому за помощь оказанную при проведении расчетов таблиц фильтров.

Раздел 1

Простейшие *ARC*-схемы

■

1.1. ИНТЕГРАЛЬНЫЕ ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА И ПАРАМЕТРЫ

Операционным усилителем (ОУ) называется источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН), и имеющий большой (теоретически бесконечный) коэффициент усиления. Современные ОУ имеют дифференциальный вход и выпускаются в виде законченных интегральных микросхем (ИМС). Различают интегральные ОУ: общего назначения, повышенного быстродействия (544УД2, 140УД11), микромощный с регулируемым током потребления (140УД12), прецизионные с малым дрейфом нуля выходного напряжения (К816УД1,2) и др. В настоящем разделе приводятся параметры типичных ОУ и методика оценки применимости этих усилителей в *ARC*-схемах. Этот материал может быть использован для выбора ОУ при проектировании *ARC*-цепей.

Идеальный ОУ характеризуется следующими свойствами:

коэффициент усиления бесконечно большой и является частотно-независимым в бесконечно широкой полосе частот;

входное сопротивление бесконечно велико, а выходное — равно нулю;

источники шума и дрейфа отсутствуют.

Реальные ОУ воспроизводят указанные характеристики приближенно. Неидеальность свойств реальных ОУ удобно отображать на схемах замещения (рис. 1.1) введением соответствующих элементов.

Схема замещения содержит усилитель с двумя входами. Коэффициенты усиления по каждому входу соответственно равны $\mu_1 = \mu\,(1 - 0{,}5/K_{\text{ос.сф}})$; $\mu_2 = \mu\,(1 + 0{,}5/K_{\text{ос.сф}})$, где $K_{\text{ос.сф}}$ — коэффициент ослабления синфазных входных напряжений.

Неравенство коэффициентов μ_1 и μ_2 является причиной неполного подавления синфазных сигналов. Усилитель имеет бесконечно большие входные и нулевое выходное сопротивления.

Проводимости $g_{\text{вх}}$ и $g_{\text{сф}}$ являются входными для дифференциальных и синфазных входных сигналов. Проводимость $g_{\text{сф}}$ — порядка от 10^{-9} до 10^{-7} См; $g_{\text{сф}} \ll g_{\text{вх}}$. Проводимость $g_{\text{вых}}$ отображает конечность выходного сопротивления реального ОУ.

Входные токи и ЭДС смещения реального усилителя представлены в эквивалентной схеме в виде источников тока $i_{\text{вх1}}$ и $i_{\text{вх2}}$ и напряжения $e_{\text{см}}$. При этом

$$i_{\text{вх1}} = i_{\text{вх01}} + i_{\text{ш1}}; \quad i_{\text{вх2}} = i_{\text{вх02}} + i_{\text{ш2}}; \quad e_{\text{см}} = e_{\text{см0}} + e_{\text{ш}},$$

где $i_{\text{вх01}}$ и $i_{\text{вх02}}$, $e_{\text{см}}$ — регулярные составляющие; $i_{\text{ш1}}$ и $i_{\text{ш2}}$, $e_{\text{ш}}$ — шумовые составляющие.

Обе составляющие ЭДС смещения и входных токов изменяются в зависимости от температуры, старения и других факторов:

$$i_{\text{вх01,2}} = I_{\text{вх01,2}} + \Delta I_{\text{вх1,2}};$$

$$e_{\text{см0}} = E_{\text{см0}} + \Delta E_{\text{см0}},$$

где $I_{\text{вх01,2}}$ и $E_{\text{см0}}$ — начальные значения входных токов и ЭДС смещения, а $\Delta I_{\text{вх1,2}}$ и $\Delta E_{\text{см0}}$ — приращения входных токов и ЭДС смещения.

Схема рис. 1.1 может быть использована и в области высоких частот, если учесть входные емкости ОУ и частотные зависимости коэффициентов усиления μ и ослабления синфазных входных напряжений $K_{\text{ос сф}}$. Входная емкость ОУ находится в пределах 2—5 пФ.

На схеме замещения, как правило, отображаются не все параметры. Более полная информация о них приводится в таблицах параметров ОУ.

Параметры операционных усилителей можно разделить на входные, выходные, параметры передачи, шумовые, стабильности, параметры, характеризующие частотные свойства, и т. д. Полный набор параметров ОУ содержит более 50 позиций. На практике используется не более 20—25. Основные из них приведены ниже.

Шумовые характеристики ОУ. К ним относятся спектральные плотности шумовых составляющих ЭДС смещения G_e (ω) и входных токов G_{i1} (ω) и G_{i2} (ω). Для дифференциального ОУ корреляция шумов ЭДС смещения и входных токов мала, а шумовые составляющие обоих входных токов приблизительно одинаковы: $G_{i1}(\omega) = G_{i2}(\omega) = G_i(\omega)$. Таким образом, спектральная плотность разности входных токов в 2 раза больше спектральной плотности тока на одном из входов: $G_{ip}(\omega) = 2G_i(\omega)$.

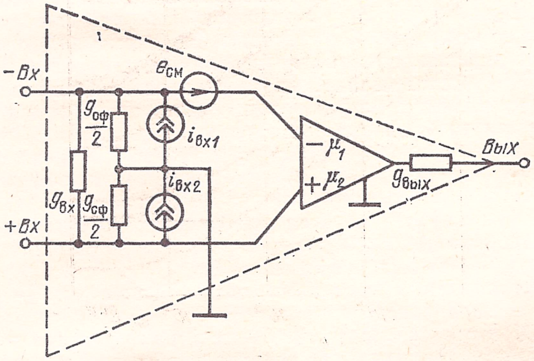


Рис. 1.1. Схема замещения ОУ

Для описания частотных зависимостей шумовых характеристик (рис. 1.2) можно использовать выражения

$$G_i(\omega) = G_{i0} + G_{i1}\,\omega_{ш2}^2/(\omega^2 + \omega_{ш1}\,\omega + \omega_{ш2}^2);$$

$$G_e(\omega) = G_{e0} + G_{e1}\,\omega_{ш4}^2/(\omega^2 + \omega_{ш3}\,\omega + \omega_{ш4}^2). \qquad (1.1)$$

Значения постоянных коэффициентов, используемых в (1.1), приведены в табл. 1.1.

Таблица 1.1

Значения коэффициентов аппроксимирующих функций $G_i(\omega)$ и $G_e(\omega)$

Тип ОУ	Функция $G_i(\omega)$				Функция $G_e(\omega)$			
	G_{i0}	G_{i1}	$\omega_{ш1}$	$\omega_{ш2}^2$	G_{e0}	G_{e1}	$\omega_{ш3}$	$\omega_{ш4}^2$
К140УД1	$7\cdot10^{-24}$	$5\cdot10^{-20}$	$5\cdot10^4$	$12{,}5\cdot10^4$	$8\cdot10^{-17}$	10^{-13}	10^4	$2{,}5\cdot10^4$
К140УД6	$2{,}4\cdot10^{-26}$	$5\cdot10^{-23}$	$2\cdot10^4$	$5\cdot10^4$	$7\cdot10^{-15}$	$8\cdot10^{-14}$	10^3	$2{,}5\cdot10^3$
К140УД7	$1{,}2\cdot10^{-25}$	$4\cdot10^{-22}$	$2\cdot10^4$	$5\cdot10^4$	$5\cdot10^{-15}$	$3\cdot10^{-13}$	$5\cdot10^3$	$12{,}5\cdot10^3$
К153УД1	10^{-24}	$6\cdot10^{-21}$	$5\cdot10^4$	$12{,}5\cdot10^4$	$1{,}6\cdot10^{-16}$	$1{,}2\cdot10^{-13}$	10^4	$2{,}5\cdot10^4$
К153УД2	$2\cdot10^{-25}$	$4{,}5\cdot10^{-22}$	$2\cdot10^4$	$5\cdot10^4$	$2{,}5\cdot10^{-15}$	$2\cdot10^{-14}$	$2\cdot10^2$	$5\cdot10^2$

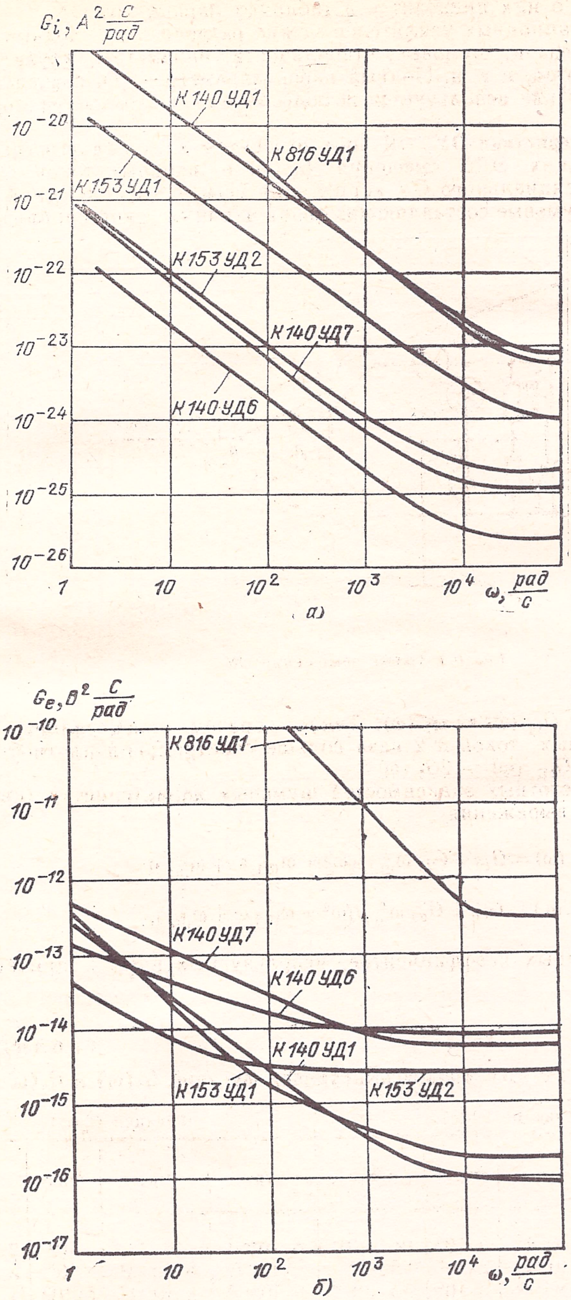
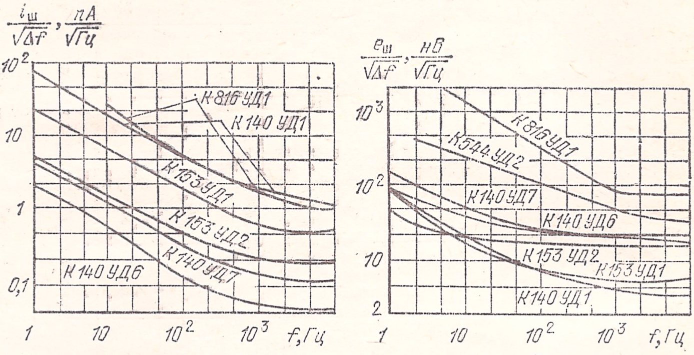


Рис. 1.2. Спектральные плотности шумовых составляющих: *а*) входных токов; *б*) ЭДС смещения (характеристики усилителей без буквы К незначительно отличаются от приведенных на рис. 1.2 и 1.3)

Кроме шумовых характеристик вида (1.1) используются нормированные ЭДС и токи шума, которые вычисляются по формулам

$$i_{ш}(f)=\frac{1}{2\pi}\sqrt{G_i(\omega)};\quad e_{ш}(f)=\frac{1}{2\pi}\sqrt{G_e(\omega)}.$$

Эти характеристики представлены на рис. 1.3.



а) б)

Рис. 1.3. Среднеквадратические нормированные значения шумовых составляющих:
а) входных токов; *б*) ЭДС смещения

Для некоторых типов ОУ приводится напряжение шума, измеренное в полосе частот 0,1—10 Гц: 6 мкВ для К284УД1А; 18 мкВ — К284УД1Б, В; 5 мкВ — 544УД1А; 10 мкВ — 544УД1Б, В.

1.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ОУ в *ARC*-СХЕМАХ

В табл. 1.2 приведены параметры типичных ОУ, измеренные при номинальном (типовом) напряжении питания и температуре от 20 до 25° С (кроме специально оговоренных случаев). В графах «Мин» и «Макс» приведены крайние значения параметров кондиционных изделий по данным изготовителя. В графе «Тип» приведены типовые значения, как осредненные данные по многим образцам

Входное и выходное сопротивления и коэффициент усиления ОУ. Величина $r_{вх}$ определяет номинал резистора частотно-избирательной *RC*-цепи *ARC*-схемы (обычно $R \leqslant r_{вх}$) и так же, как и выходное сопротивление $r_{вых}$, не лимитирует разработчика. Аналогично практически не играет роли ограниченность коэффициента усиления μ_0 на очень низкой (нулевой) частоте. Важнее разброс начального значения μ_0 от образца к образцу ОУ и изменение μ_0 в эксплуатационных условиях. Типовая зависимость μ_0 от напряжения питания $E_{пит}$ приведена на рис. 1.4, а ориентировочная зависимость μ_0 от температуры окружающей среды — на рис. 1.5.

Еще большее значение имеет частотная зависимость коэффициента усиления $\mu(\omega)$, вследствие которой в схемах *ARC*-цепей реальное усиление для многих ОУ уже на частотах звукового диапазона оказывается в 30—1000 раз ниже паспортного значения μ_0. В операторной форме зависимость $\mu(p)$ для современных ОУ (с разомкнутой цепью обратной связи и без коррекции) с достаточной точностью представляется в виде

$$\mu(p)=\frac{\mu_0}{(p/\omega_{у1}+1)\,(p/\omega_{у2}+1)\,(p/\omega_{у3}+1)},$$

Таблица 1.2

Параметры операционных усилителей

Параметр	Обозначение	140УД1 А/Б			140УД6 А/Б*			153УД 1			К816УД1 (А...Д)*		
		Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.
Напряжение источника питания, В	$\pm E_{пит}$	$\frac{6,3}{12,6}\pm 5\%$	$\frac{3}{7}$	$\frac{7}{13}$	15± ±10%	5	18	15± ±10%	13,5	16,5	15± ±5%	6	16
Потребляемый ток, мА	$I_{пот}$	$\frac{3,8}{6,5}$		$\frac{4,2}{7,5}$	2,8		4	4,5		6	4		5
Сопротивление нагрузки, кОм	$R_н$	$\frac{4}{4,7}$			2			2			2		
Предельное выходное напряжение на указанном $R_н$, В	$U_{вых.пр}$	$\frac{-3,5;\ +4,5}{-7;\ +10}$			±12,5			±13			$\frac{-11,5}{+12,5}$	±10	
Предельное входное синфазное напряжение, В	$U_{сф.пр}$		$\frac{-3}{-6}$	$\frac{+3}{+6}$		−15	+15		−8	+8		−10	+10
Коэффициент усиления по напряжению, тыс	μ_0	$\frac{2,5}{6,5}$	$\frac{0,9}{2}$	$\frac{4}{10,5}$	$\frac{80}{60}$	$\frac{50}{30}$		80	20	50	500	120	
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	$K_{ос.сф}$		$\frac{1000}{1000}$			3200		3200	1800		100000	10000	
Входное дифференциальное сопротивление, кОм[12]	$r_{вх}$	$\frac{50}{30}$			$\frac{3000}{2000}$	1000		300	150		2000	1000	
Выходное сопротивление, Ом	$r_{вых}$	$\leqslant 400$		700	60			150		200	160		
Начальная ЭДС смещения, мВ	$E_{см\ 0}$	±6		±12		$\frac{\pm 5}{\pm 8}$	±10	±4		±5			$\pm 0,5^{3)}$
Начальный средний входной ток, нА	$I_{вх\ 0}$	$\frac{5000}{8000}$		$\frac{7000}{9000}$	$\frac{25}{30}$		100	300		600			$300^{3)}$
Начальная разность входных токов, нА	$I_{вх.р}$	1500		$\frac{2500}{3000}$	$\frac{6}{7}$		25	100		250			$10^{3)}$

Продолжение табл. 1.2

Параметр	К816УД2 (А...Г)*			К284УД1 (А...В)*			544УД1 А/Б, В			**544УД2 А/Б**		
	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.
Напряжение источника питания, В	15± ±5%	12	16	9±10%	4	9,9	15± ±5%			15± ±10%	6	16
Потребляемый ток, мА	3,5		4	2,5			2,5		3,5	4,7		7
Сопротивление нагрузки, кОм	1,5			2			2			2		
Предельное выходное напряжение на указанном $R_н$, В	±10			±6		±6	±11,5		±10			
Предельное входное синфазное напряжение, В		−5	+5		−6	+6		−10	+10			
Коэффициент усиления по напряжению, тыс	300	100$^{3)}$		45	20		80	50(А)/20(Б, В)		40	20(А)/10(Б)	
Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	20000	6300			3200 (А, Б)/1000(В)			3200		30000		
Входное дифференциальное сопротивление, кОм$^{12)}$	100000	100000(Б, Г)/1000000(А, В)		150000	5000$^{5)}$							
Выходное сопротивление, Ом	160		400			200						
Начальная ЭДС смещения, мВ	±3		±6			±10			±15(А)/±50 (Б, В)			±30/±50
Начальный средний входной ток, нА	1—2 (А, Б)$^{4)}$/10—20 (В, Г)$^{4)}$		0,1 (А, В)/2,5 (Б, Г)	30$^{4)}$	1 макс	100$^{4)}$	3—5$^{6)}$ 2—3$^{4)}$	0,01 типов.	0,15(А)/1(Б, В)			0,1/0,5
Начальная разность входных токов, нА				5—10$^{4)}$		50$^{4)}$			0,15(А)/1(Б, В)			0,1/0,5

Продолжение табл. 1.2

Параметр	Обозначение	140УД1 А/Б			140УД6 А/Б*			153УД1			К816УД1 (А...Д)*		
		Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.
Температурный коэффициент ЭДС смещения, мкВ/°С	$\varkappa_T^{E_{\text{см}}}$	20		60	20			20		30			$\frac{2\,(\text{А, Г})}{6{,}5\,(\text{Б, Д})}$
Температурный коэффициент среднего входного тока, нА/°С	$\varkappa_T^{I}$		—30$^{1)}$	—50$^{2)}$	—0,15$^{1)}$		—0,35$^{2)}$	—1,5$^{1)}$		—3,5$^{2)}$			—2$^{3)}$
Температурный коэффициент разности входных токов, нА/°С	$\varkappa_T^{I_{\text{р}}}$		—10$^{1)}$	—25$^{2)}$	—0,05$^{2)}$	—0,015$^{1)}$	±0,1$^{3)}$	—0,35$^{1)}$		—1$^{2)}$			—0,1$^{3)}$
Граничные частоты полос пропускания: с коррекцией, но без обратной связи, Гц	f_{μ}	15000			50—100			10—20			50		
без коррекции и без обратной связи, кГц	f_{y1}	270						5—10$^{7)}$			30$^{3)}$		
полной мощности на $R_{\text{н}}\|100$ пФ, кГц	$f_{\text{п.м}}$	$\frac{10}{20}$			$\frac{60}{60}$			2—5			60—80		
единичного усиления, МГц	f_1	$\frac{4}{7}$			1			<1				3$^{3)}$	
Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс	$v_{U_{\text{вых}}}$	$\frac{0{,}2}{0{,}5}$			$\frac{2}{2{,}5}$			0,1			4	3$^{3)}$	
Коррекция	—	Внешняя			Внутренняя			Внешняя			Внешняя		
Диапазон рабочих температур, °С	T	—60...+125			—60...+125			—60...+125			—10...+70		
Входной каскад	—	На биполярных транзисторах											

Окончание табл. 1

Параметр	К816УД2(А...Г)*			К284УД1(А...В)*			544УД1 А/Б, В			544УД2 А/Б		
	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.	Тип.	Мин.	Макс.
Температурный коэффициент ЭДС смещения, мкВ/°С	20(А,Б) 50(В,Г)		30(А,Б) 75(В,Г)			50(А,Б) 100(В)			20(А) 50(Б,В)	10—20		50 100
Температурный коэффициент среднего входного тока, нА/°С												
Температурный коэффициент разности входных токов, нА/°С												
Граничные частоты полос пропускания: с коррекцией, но без обратной связи, Гц	50—100			6—10			15—20			250—300		
без коррекции и без обратной связи, кГц	30[8]			8						7—8		
полной мощности на $R_н$‖100 пФ, кГц	60—80			1,5[9]; 3[10]			50—60			250		
единичного усиления, МГц		2,5[3]		0,3				1		10		
Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс	4	2,5[3]		0,1				2(А, Б) 5(В)		>(10—15)		
Коррекция	Внешняя			Внешняя			Внутренняя			Внутренняя[11]		
Диапазон рабочих температур, °С	—10...+70			—45...+70			—60...+125			—60...+125		
Входной каскад	На полевых транзисторах											

* ОУ имеют защиту от короткого замыкания выхода.

[1] $T \geqslant 20°$ C.

[2] $T < 20°$ C.

[3] По нормам изготовителя для $T = -10 \div +70°$ C.

[4] $T = +70°$ C.

[5] Модуль на частоте 1 кГц.

[6] Типовое значение для $T = 100°$ C. Изготовитель дает для +125° C значения $\leqslant 80$ (А) и $\leqslant 300$ (Б, В) нА.

[7] При $C_1 = 10$ и $C_2 = 3$ пФ (см. рис. 1.6).

[8] $K = \pm 1000$.

[9] $K = +1$.

[10] $K = -1$.

[11] Отключается при $K \geqslant 20$.

[12] $r_{вх}$ (T) ОУ на биполярных транзисторах: $r_{вх}$ (—60° C) = (0,5 ÷ 0,7) $r_{вх}$ (20° C); $r_{вх}$ (+80° C) = (1,3 ÷ 1,5) $r_{вх}$ (20° C).

где $\omega_{y1,2,3}$ — частоты полюсов передаточной функции ОУ (частоты изломов логарифмической амплитудной характеристики $\mu(\omega)$), причем иногда $\omega_{y2} = \omega_{y3}$ либо $\omega_{y3} = \infty$.

Частота $f_{y1} = \omega_{y1}/2\pi$. Эта частота имеет практическое значение при проектировании высокочастотных *ARC*-схем с «нестандартной» (непаспортной) коррекцией, например так называемых гиратороподобных схем, в которых ОУ охвачен отрицательной (на низких частотах) обратной связью через интегрирующие *RC*-цепи. Значения частоты f_{y1} приводятся в табл. 1.2[1]

Коррекция ОУ. Частоты f_{y2} и f_{y3} (порядка 1 МГц) определяют неустойчивость усилителя с обратной связью. Они учитываются изготовителем ИМС при назначении паспортных данных элементов корректирующей цепи ОУ. Наиболее сильная коррекция требуется для устойчивой работы ОУ в режиме повторителя, т. е. при 100%-ной обратной связи. Именно на этот случай рассчитывается внутренняя коррекция таких современных ИМС, как, например, 140УД6, 544УД1 и др. Однако при несомненных технологических преимуществах (отсутствии внешних элементов) внутренняя коррекция имеет серьезный недостаток — неэффективно используется площадь усиления ОУ в тех случаях, когда наибольший коэффициент обратной связи остается меньшим единицы (т. е. реализуемое усиление больше единицы). Поэтому в ОУ 544УД2 предусмотрена возможность отключения внутренней коррекции. Типовые данные корректирующих цепей приведены в табл. 1.3, а схемы их включения — на рис. 1.6.

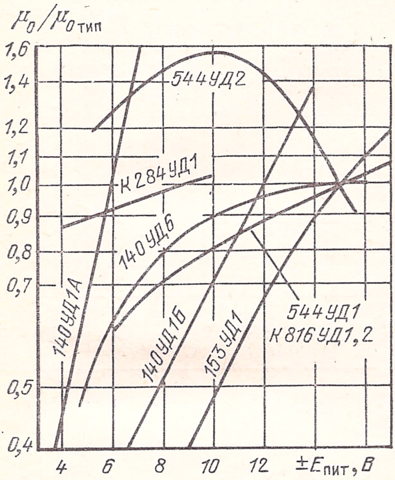


Рис. 1.4. Зависимости коэффициента усиления ОУ от напряжения источника питания

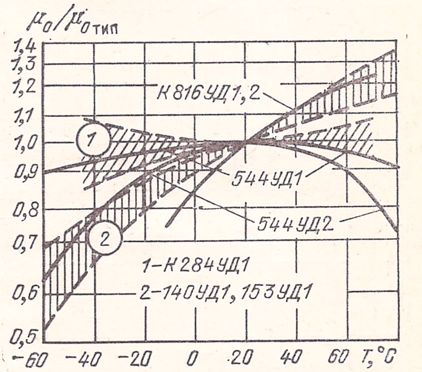


Рис. 1.5. Зависимости коэффициента усиления ОУ от температуры окружающей среды:
1 — К284УД1; *2* — 140УД1, 153УД1

Частоты f_μ **и** f_{y0}. Частотная зависимость коэффициента усиления ОУ с коррекцией, необходимой для устойчивой работы ОУ в режиме повторителя ($K_0 = +1$), но не охваченного обратной связью, описывается выражением $\mu(p) = \mu_0 / (p/\omega_\mu + 1)$, где $\omega_\mu = 2\pi f_\mu$ — граничная частота полосы пропускания ОУ (по уровню — 3 дБ). Значения частоты f_μ приведены в табл. 1.2.

В *ARC*-цепях обычно коэффициент реальной обратной связи $\beta_{max} < 1$, поэтому рационально применять более слабую коррекцию ОУ. Частотная зависимость коэффициента усиления ОУ с коррекцией, необходимой для устойчивой

---

[1] Для некоторых ОУ при $\mu_0 > (5 \div 10) \cdot 10^4$ частоту f_{y1} невозможно измерить, поэтому приводятся близкие к ней значения (при слабой коррекции или неглубокой обратной связи).

Таблица 1.3

Цепи коррекции и баланса

Значение K_0	Значение параметра усилителя типа						
	140УД1			153УД1			
	R, Ом	C, пФ	$f_{у0}$, кГц	R, кОм	C_1, пФ	C_2, пФ	$f_{у0}$, Гц
+1	51—75	1000	15	1,5	5100 Практически ОУ устойчив при $C_1 = 1000$ пФ и $C_2 = 51$ пФ	200	10—20
—1, +2	Практически ОУ устойчив при $R = 390$ Ом и $C = 510$ пФ			1,5	1500	51	20
±10	390	510	18	1,5	510	20	100—150
±100,	620	100		1,5	110	3	300—500
±1000				0	10	3	

работы его в режиме усилителя $K_0 > 1 \div 2$, но без обратной связи, аппроксимируется аналогичным выражением, где f_μ заменяется $f_{у0}$ — граничной частотой полосы пропускания ОУ (по уровню — 3 дБ). Значения $f_{у0}$ для типовой коррекции приведены в табл. 1.3.

Частота f_1 и площадь усиления $П$. Произведение $\mu_0 f_\mu$, которое в дальнейшем также обозначается $П$ — площадь усиления ОУ, — имеет решающее значение для оценки возможности использования ОУ в проектируемой ARC-схеме, так как погрешности практической реализации ARC-цепей оказываются пропорциональными $f_N / (\mu_0 f_N)$ (f_N — рабочая частота ARC-цепи). Следует заметить, что для большинства ОУ значение $\mu_0 f_\mu$ близко к частоте единичного усиления f_1 (частота, на которой коэффициент усиления скорректированного ОУ без обратных связей уменьшается до единицы). Значения частот f_μ и f_1 приведены в табл. 1.2.

Скорость нарастания выходного напряжения и полоса пропускания на полной мощности. Коррекция ОУ означает увеличение инерционности усилительного тракта, которая характеризуется скоростью нарастания выходного напряжения $v_{U_{вых}}$. Значения $v_{U_{вых}}$ для ОУ в режиме повторителя приведены в табл. 1.2. При большом значении сигнала на высоких частотах выходное напряжение не успевает «отследить» за входным и получает характерные искажения (пилообразную форму при синусоидальном входном напряжении). Для сохранения неискаженной (синусоидальной) формы следует уменьшать амплитуду напряжения или частоту сигнала. В табл. 1.2 приводятся значения граничной частоты полосы пропускания на полной мощности $f_{п.м}$, под которой здесь подразумевается наивысшая частота, на которой ОУ в режиме повторителя развивает на типовой нагрузке максимальное (синусоидальное) выходное напряжение с амплитудой $U_{вых.пр}$ практически без искажений.

Продолжение

Значение K_0	Значение параметра усилителя типа											
	К816УД1				К816УД2				К284УД1		544УД2	
	R, Ом	C_1, нФ	C_2, пФ	$f_{у0}$, Гц	R, Ом	C_1, пФ	C_2, пФ	$f_{у0}$, Гц	C, пФ	$f_{у0}$, Гц	C, пФ	$f_{у0}$, кГц
+1	33	47	27	50	33	100	27	50—100	4700	6	Выводы 1—8 замкнуты	0,25—0,3
—1, +2	33	47	27	50	33	100	27	50—100	2400	10	5—50	
±10	33	47	0	100	33	47	0	300—500	390	100	5—50	
±100	0	0	27	1000	0	1000	27		33	1000	0 (Коррекция отключена)	7—8
±1000	0	3,3	0		0	3,3	0		5,1			

Примечания: 1. Для оценки граничной частоты полосы пропускания ОУ с подключенной коррекцией, но без обратных связей используется формула

$$f_{у0} = (\sqrt{K_0/2} \div K_0)\, f_{\mu}.$$

2. Для усилителя К284УД1 при $2 < K_0 < 100$ $C = 4300/K_0^{1,05}$ пФ, при $10 < K_0 < 100$ $f_{у0} = 100(K_0/10)$ Гц.

3. В усилителе 544УД2 при $K_0 \geqslant 20$ конденсатор C отключается.

4. Сопротивление резистора в цепях баланса усилителей К816УД1 и К816УД2 соответственно равно: $R_Б \leqslant 1300/\Delta E_{см0}$ для К816УД1 и $R_Б \leqslant 800/\Delta E_{см0}$ для К816УД2 ($\Delta E_{см0}$ — в мВ, $R_Б$ в кОм).

В тех случаях, когда ОУ используется с усилением $K_0 > 1$ и корректируется соответственно слабее (при внешней коррекции), значения $v_{U_{вых}}$ и $f_{п.м}$ возрастают (практически в 2—7 раз при $K_0 = 10$).

Для оценки амплитуды максимального неискаженного выходного напряжения U_{max} на частоте f при скорости $v_{U_{вых}}$ можно пользоваться формулой

$$U_{max} \leqslant v_{U_{вых}}/5f. \qquad (1.2)$$

Например, для ОУ 140УД1Б при $v_{U_{вых}} = 0{,}5$ В/мкс на частоте $f = 2$ МГц $U_{max} = 50$ мВ, а $u = 35$ мВ действ.
Значения $v_{U_{вых}}$ и U_{max} пропорциональны напряжению питания $E_{пит}$.

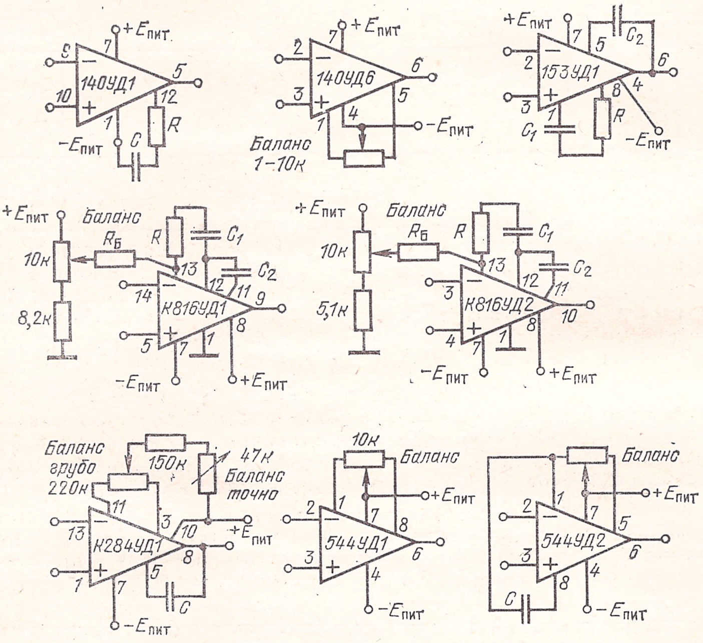
Нелинейные искажения на низких частотах. На частотах $f < f_{п.м}$ выходное напряжение ОУ с отрицательной обратной связью остается практически синусоидальным (с коэффициентом гармоник $k_г \leqslant 0{,}1\%$ при $K_0 \leqslant 10$) до тех пор, пока его амплитуда не превысит уровень максимального неискаженного выходного напряжения $U_{вых.пр}$, после чего наблюдается резкое ограничение (уплощение) сигнала. В ОУ без обратных связей уровень $U_{вых.пр}$ при частоте $f < f_{п.м}$ соответствует $k_г \approx 8 \div 15\%$; $U_{вых.пр} \sim E_{пит}$.

137697

Режимные параметры ОУ. Дифференциальное напряжение постоянного тока на входе реального ОУ, имеющего во входных цепях сопротивления $R_{(+)}$ и $R_{(-)}$, практически отлично от нуля:

$$|U_{\text{вх0}}| = |E_{\text{см0}}| + I_{\text{вх0}}|R_{(+)} - R_{(-)}| + 0{,}5 I_{\text{вх.р}}(R_{(+)} + R_{(-)}). \qquad (1.3)$$

В табл. 1.2 приведены значения начальной ЭДС смещения $E_{\text{см0}}$, среднего входного тока $I_{\text{вх0}} = 0{,}5\,(I_{\text{вх01}} + I_{\text{вх02}})$ и разности входных токов $I_{\text{вх.р}} = 0{,}5|I_{\text{вх01}} - I_{\text{вх02}}|$. Наибольшее смещение уровня $U_{\text{вх0}}$ будет наблюдаться при резко асимметричной схеме, когда сопротивление одного из резисторов $R_{(+)}$, $R_{(-)} = 0$, а другой имеет большое сопротивление. Наоборот, при $R_{(+)} = R_{(-)}$ и равенстве входных токов ОУ, т. е. при $I_{\text{вх.р}} = 0$, токовая составляющая погрешности [второй член (1.3)] будет отсутствовать.



140УД1
+Eпит
−Eпит
9
10
7
5
12
1
R
C
140УД6
+Eпит
−Eпит
2
3
7
6
5
4
1
Баланс
1−10к
153УД1
+Eпит
−Eпит
C2
C1
R
2
3
7
5
6
8
4
1
+Eпит
Баланс
RБ
R
C1
C2
10к
8,2к
K816УД1
14
5
7
13
12
11
9
8
1
−Eпит
+Eпит
+Eпит
Баланс
RБ
R
C1
C2
10к
5,1к
K816УД2
3
4
7
13
12
11
10
8
1
−Eпит
+Eпит
Баланс
грубо
220к
150к
47к
Баланс
точно
K284УД1
13
1
11
3
10
8
5
7
C
+Eпит
−Eпит
10к
Баланс
544УД1
2
3
1
7
8
6
4
+Eпит
−Eпит
Баланс
544УД2
2
3
1
7
5
6
8
4
C
+Eпит
−Eпит

Рис. 1.6. Схемы включения цепи коррекции и баланса ОУ

Ограничение по синфазному напряжению. Случай, когда $R_{(+)} = R_{(-)}$, может быть опасен из-за перегрузки входов синфазным напряжением $U_{\text{сф}} = I_{\text{вх0}}\,R_{(+),(-)}$, при больших $R_{(+)} = R_{(-)} = R_{(+),(-)}$. Предельные значения $U_{\text{сф.пр}}$ приведены в табл. 1.2. Величина $U_{\text{сф.пр}} \sim E_{\text{пит}}$.

Баланс. Современные ОУ имеют выводы, к которым подключается внешняя цепь для балансирования режима (достижения нулевого начального выходного напряжения, см. рис. 1.6 и табл. 1.3).

Дрейф нуля. Изменение начального уровня входного дифференциального напряжения (дрейф нуля)

$$|\Delta U_{\text{вх0}}| = |\Delta I_{\text{вх0}}|\,R_{(+)} - R_{(-)}| + 0{,}5\Delta I_{\text{вх.р}}(R_{(+)} + R_{(-)})| \qquad (1.4)$$

происходит главным образом под воздействием перепада температур ΔT. Изменение ЭДС смещения

$$\Delta E_{\text{см0}} = \varkappa_T^{E_{\text{см}}}\,\Delta T, \qquad (1.5)$$

где $\varkappa_T^{E_{\text{см}}}$ — температурный коэффициент ЭДС смещения.

Изменения входного тока и разности токов в ОУ с биполярными транзисторами на входе вычисляются аналогично:

$$I_{\text{вх}0}=\varkappa_T^{I_0}\,\Delta T;\quad \Delta I_{\text{вх.р}}=\varkappa_T^{I_\text{р}}\,\Delta T. \tag{1.6}$$

Здесь $\varkappa_T^{I_0}$ и $\varkappa_T^{I_\text{р}}$ — температурные коэффициенты входного среднего и разностного тока. Коэффициенты $\varkappa_T$ приведены в табл. 1.2.

Изменение входного тока в ОУ с полевыми транзисторами на входе в области отрицательных температур пренебрежимо мало. При температурах 70—125° С ток возрастает на несколько порядков по сравнению с начальным значением. В табл. 1.2 приведены значения $I_{\text{вх}0}$ и $I_{\text{вх.р}}$ для температур 70, 100 и 125° С. Эти значения используются в (1.4) вместо $\Delta I_{\text{вх}0}$ и $\Delta I_{\text{вх.р}}$ для расчета режима ОУ с полевыми транзисторами при повышенных температурах.

Области применения ОУ в *ARC*-цепях. В табл. 1.2 приведены данные наиболее распространенных представителей первого поколения интегральных ОУ 140УД1 (УТ401) и 153УД1 (УТ531), современных ОУ серии 140—ИМС 140УД6 и с полевыми транзисторами серии 544, прецизионных ОУ серии К816, а также К284УД1, отличающегося уникальной особенностью — возможностью построения дифференциального усилителя с конечным усилением, обладающим по каждому входу высоким (более 500 МОм) входным сопротивлением[1].

При выборе ОУ для использования в *ARC*-цепях в диапазоне очень низких частот (единицы — десятки герц) решающее значение имеют высокое входное сопротивление $r_{\text{вх}}$ и малые токи $I_{\text{вх}0}$ и $I_{\text{вх.р}}$. Исключается усилитель 140УД1 и весьма нежелателен 153УД1. Если предполагается эксплуатация в диапазоне преимущественно отрицательных и невысоких положительных (менее 60—80° С) температур, предпочтительны ОУ с полевыми транзисторами. Если заданы высокие температуры (до 100—125°С), преимущество имеет ОУ на биполярных транзисторах с малым начальным входным током, например типа 140УД6, поскольку с ростом температуры токи $I_{\text{вх}0}$ и $I_{\text{вх.р}}$ уменьшаются ($\varkappa_T^I < 0$).

Заметим, что если к ОУ предъявляются особые требования в смысле стабильности режимов (например, при использовании в схеме ФНЧ инфранизкочастотного диапазона с передачей постоянной составляющей сигнала), то следует применять ОУ серии К816 с малыми значениями $\varkappa_T$ и $I_{\text{вх.р}}/I_{\text{вх}0}$. По своим частотным свойствам эти усилители могут использоваться до частот 15—20 кГц.

Изложенные выше соображения касаются (только в меньшей степени) и диапазона низких звуковых частот (десятки — сотни герц). Для этого диапазона непригоден или весьма нежелателен ОУ типа 140УД1 и пригодны типа 153УД1 и др.

В диапазоне средних звуковых частот (от сотен герц до 2—3 кГц) используются все типы ОУ (хотя по-прежнему нежелателен 140УД1): погрешность за счет частотных свойств здесь еще невелика, а стабильность режимов достаточно высокая, поскольку во входных цепях ОУ включены относительно небольшие сопротивления. Ограничения на величину $U_{\text{вых}}$, налагаемые конечной скоростью нарастания выходного напряжения $v_{U_{\text{вых}}}$, еще не сказываются.

В диапазоне частот свыше нескольких килогерц начинают проявляться частотные свойства ОУ, приобретая решающее значение на рабочих частотах $f >> (10 \div 20$ кГц). Здесь, во-первых, вносится погрешность в параметры реализуемой *ARC*-цепью передаточной функции (влияние ограниченности значения $\mu_0 f_\mu$), а во-вторых, снижается уровень рабочего выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ (влияние ограниченности полосы пропускания на полной мощности $f_{\text{п.м}}$), т. е. уменьшается динамический диапазон. Методика оценки погрешности, которая обратно пропорциональна значению $\mu_0 f_\mu$, приводится в последующих главах.

---

[1] Данные остальных ОУ серий 140 и 553 (являющихся аналогами усилителя серии 153), а также 544УД1,2 можно найти в [19]. Подробные данные по К284УД1 приведены в [20].

Вопрос о пригодности данного ОУ решается после расчета вносимой им ошибки и оценки ее допустимости. Напряжение $U_{\text{вых max}}$ оценивается по формуле (1.2).

При выборе ОУ рекомендуется иметь в виду следующее:

1. До частот 5—7 кГц нежелательны, а в диапазоне частот 5—10 кГц часто непригодны ОУ 153УД1 и К284УД1 (небольшое значение $\mu_0 f_\mu$, низкая скорость $v_{U_{\text{вых}}}$). Кроме того, нежелательно использование ОУ 544УД1, который хотя и имеет широкую полосу усиления на полной мощности, но отличается умеренным значением $\mu_0 f_\mu$. Следует заметить, что в распространенном случае реализации в ARC-цепях усиления $K_0 = 2 \div 3$ за счет правильно подобранной внешней коррекции в ОУ 153УД1 и К284УД1 удается лучше использовать площадь усиления, чего нельзя сделать в ОУ 544УД1. Остальные ОУ на частотах до $f \approx 10$ кГц работают безупречно.

2. На частотах 10—20 кГц применение ОУ 140УД6 (по значению $\mu_0 f_\mu$) ограничено, а на частотах более 20—25 кГц не рекомендуется. На частотах свыше 20—25 кГц пригодны только ОУ 140УД1 и 544УД2, причем с увеличением частоты рабочее выходное напряжение ОУ 140УД1 следует снижать (малая $v_{U_{\text{вых}}}$). При работе с большим уровнем сигналов $U_{\text{вых}} \approx U_{\text{вых.пр}}$, безусловно, предпочтительнее ОУ 544УД2, максимальное выходное напряжение которого (8,5 В действ.) на частоте 20 кГц в 1,6 раза больше, чем у ОУ 140УД1Б, а на частоте 100 кГц — в 8 раз. Однако по вносимой частотной погрешности ОУ 544УД2 почти равноценен ОУ 140УД1, поэтому последний по-прежнему остается усилителем, пригодным для использования в ARC-цепях на частотах $f \geqslant 100$ кГц (при уровне сигнала $U_{\text{вых max}} < 0{,}5 \div 0{,}7$ В).

Описанный метод оценки ОУ применим для ОУ, не включенных в табл. 1.2.

Конструктивные особенности. Полупроводниковая ИМС 140УД1 выпускается в круглом корпусе (12 выводов), гибридные ИМС К816 — в плоском корпусе размером 19,5 × 29,5 × 5 мм (14 выводов), гибридные ИМС К284 — в плоском корпусе размером 14,5 × 19,5 × 5 мм (14 выводов[1]), остальные ОУ, приведенные в табл. 1.3, — полупроводниковые ИМС в круглом корпусе (8 выводов). Корпус ИМС 544УД2 находится под напряжением $-E_{\text{пит}}$, поэтому заземлять его нельзя.

1.3. МАСШТАБНЫЕ УСИЛИТЕЛИ НА ОУ

Усилители с конечным стабилизированным усилением (масштабные) применяются в ARC-цепях для обеспечения заданного уровня плоского усиления, а также как развязывающие.

Схемы и выражения для передаточных функций инвертирующего и неинвертирующего усилителей представлены в табл. 1.4. Значение $\delta_0 \ll 1$ характеризует погрешность усиления K_0, реализуемого на низких частотах, поскольку $\delta_0 \sim 1/\mu_0$, а величина μ_0 имеет значительные начальный разброс и температурную зависимость (см. табл. 1.2, рис. 1.4 и 1.5). Величина $\delta_\text{в}$ характеризует частотную погрешность усиления, причем она также зависит от температуры ($\delta_\text{в} \sim 1/\mu_0^2$). Выражения $T(p)$ описывают характеристики усилителей в области частот $\omega \leqslant \omega_{K_0\,\text{внутр.к}}$ и $\omega \leqslant 0{,}5\omega_{K_0\,\text{внеш.к}}$ (ω_{K_0} — параметр доминирующего полюса). Под внешней коррекцией подразумевается неизбыточная коррекция, необходимая для устойчивой работы ОУ при реализуемом усилении $K_0 > 1$.

Схема инвертирующего усилителя в табл. 1.4 имеет сравнительно низкое входное сопротивление. Схемы с высоким (более 10—100 МОм) входным сопротивлением приведены в табл. 1.6 и 1.7.

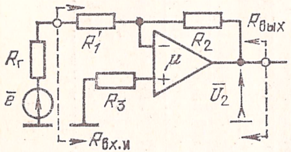
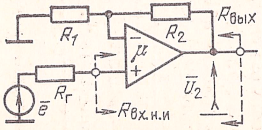
Расчет масштабного усилителя. Усилитель как радиотехническое устройство имеет следующие параметры: K_0 — коэффициент усиления на нулевой частоте; $\delta_{0\,\text{доп}}$ — допустимая погрешность коэффициента усиления K_0; $\delta_{\text{в.доп}}$ — допустимая погрешность на частоте $f_\text{в}$ или f_{K_0} ($f_\text{в} = f_{K_0}$, если $\delta_{\text{в.доп}} = -3$ дБ); $f_{\text{в}U}$ — наивысшая рабочая частота, на которой обеспечивается заданная амплитуда неискаженного напряжения $U_{\text{вых.в}}$ на нагрузке $R_\text{н}$; $R_\text{вх}$ — входное сопротивление; $U_{\text{вых 0 доп}}$ — начальное допустимое смещение нуля выходного напря-

---

[1] Пятнадцатый вывод — корпус ИМС.

Таблица 1.4

Масштабные усилители на ОУ

Схема усилителя	Передаточная функция $T(p)=\overline{U}_2/\overline{e}$ и ее параметры	Значение частоты $f_{K_0}\approx\omega'_{K_0}/2\pi\approx\omega''_{K_0}/2\pi$, кГц, при типовой внешней коррекции и K_0, равном					Оценочные формулы для большинства ОУ при $(R_1+R_3)\leqslant r_{\text{вх}}$
		+1	10	100	1000	Тип ОУ	
Инвертирующий с низкоомным входом  $R_{\text{г}}$ R'_1 R_2 $R_{\text{вых}}$ μ R_3 $\overline{e}$ $\overline{U}_2$ $R_{\text{вх.и}}$	$T(p)=$ $=\dfrac{-K_{\text{о.и}}(1-\delta_1)}{1+p/\omega'_{K_0}}=K_{\text{и}}$; $\delta_1=\dfrac{K_0}{\mu_0}\left(1+\dfrac{R_3+R_1}{r_{\text{вх}}}\right)$; $K_{\text{о.и}}=R_2/R_1$; $R_1=R'_1+$ $+R_{\text{г}}$; $R_{\text{вх.и}}\approx R'_1$; $R_{\text{вых}}\approx\delta_1 r_{\text{вых}}$ при $R_2\gg r_{\text{вых}}$; $\omega'_{K_0}\approx\omega_{\text{у0}}/\delta_1$, где $\omega_{\text{у0}}=2\pi f_{\text{у0}}$ (см. табл. 1.3)	6 000	4 000	1 500		140УД1А	$\delta_1\approx\delta_2\approx\delta_0=$ $=(1\div 2)\,K_0/\mu_0$ (здесь подставить $K_0=K_{\text{и}}$ или $K_{\text{н.и}}$); $f_{K_0\,\text{внутр.кор}}\approx$ $\approx f_{\text{м}}\,\mu_0/[(1\div 2)\,K_0]$; $R_{\text{вх.н.и}}\approx$ $\approx r_{\text{вх}}\,\mu_0/[(1\div 2)\,K_0]$; $R_{\text{вых}}\approx r_{\text{вых}}\,K_0/\mu_0$. Для частот $f\leqslant f_{\text{в}}\leqslant$ $\leqslant f_{K_0}/2$ $\lvert K_{\text{и,н.и}}\rvert=K_{\text{о.и,н.и}}(1-$ $-\delta_0-\delta_{\text{в}})$; $\delta_{\text{в}}=$ $=0{,}5\,(f_{\text{в}}/f_{K_0})^2$
		15 000	8 000	2 500		140УД1Б	
		400	300	250	180	153УД1	
		1 000 1)	800 1)	80 1)	30—40	К816УД1,2	
		400 1)	250	200	80	К284УД1	
Неинвертирующий  R_1 R_2 $R_{\text{вых}}$ μ $R_{\text{г}}$ $\overline{e}$ $\overline{U}_2$ $R_{\text{вх.н.и}}$	$T(p)=$ $=\dfrac{K_{\text{о.н.и}}(1-\delta_2)}{1+p/\omega''_{K_0}}=K_{\text{н.и}}$ $\delta_2=\dfrac{K_{\text{о.и}}}{\mu_0}\left(1+\dfrac{R_1}{r_{\text{вх}}}\right)$; $K_{\text{о.н.и}}=K_{\text{о.и}}+1$; $R_{\text{вх.н.и}}\approx r_{\text{вх}}/\delta_2$; $R_{\text{вых}}\approx$ $\approx\delta_2 r_{\text{вых}}$ при $R_2\gg r_{\text{вых}}$; $\omega''_{K_0}\approx\omega_{\text{у0}}/\delta_2$, где $\omega_{\text{у0}}=$ $=2\pi f_{\text{у0}}$ (см. табл. 1.3)	10 000 1)	10 000 1)	1 000	100	544УД2	
		(544УД2 с внутренней коррекцией)	(цепь коррекции 544УД2 отключена)				

---

1) По уровню +3 дБ (подъем АЧХ вблизи частоты среза).

жения; $\Delta U_{\text{вых0 доп}}$ — температурный дрейф выходного напряжения; D — динамический диапазон (шумовые характеристики).

Из перечисленных параметров, как правило, задается несколько основных (первых три-четыре), а остальные рассматриваются как дополнительные требования, соответствие которым проверяется при расчете. Порядок расчета изложен в табл. 1.5. Заданными считаются параметры K_0, $\delta_{0\,\text{доп}}$, $\delta_{\text{в.доп}}$ и $R_{\text{вх}}$, известными — сопротивление источника сигнала $R_{\text{г}}$ и диапазон рабочих температур. Последний необходим для определения параметров $\Delta E_{\text{см0}}$, $\Delta I_{\text{вх0}}$, $\Delta I_{\text{вх.р}}$ и $\mu_0\,(T)$ используемого ОУ.

Расчет масштабного усилителя

Таблица 1.5

Шаг	Выбор элемента	Формулы	Проверка значения параметра
1	ОУ по μ_0	$\mu_0 \geqslant (1 \div 2)\, K_0/\delta_0$. Найти частоту $f_{K_0} = f_{\text{в}}/\sqrt{2\delta_{\text{в}}}$ (если заданы $f_{\text{в}}$ и $\delta_{\text{в}}$)	$\delta_{\text{в}}$ по f_{K_0}
2	ОУ по f_{K_0}	Значение f_{K_0} при типовой внешней коррекции (см. табл. 1.4)	
	ОУ по f_μ или $f_{\text{у0}}$ (см. табл. 1.3)	$f_\mu \geqslant (1 \div 2)\, K_0 f_{K_0\,\text{внутр.кор}}/\mu_0$; $f_{\text{у0}} \geqslant (1 \div 2)\, K_{0\,\text{внешн.кор}}/\mu_0$	f_{K_0} по f_μ или $f_{\text{у0}}$
3	ОУ по $U_{\text{вых.пр}}$	$U_{\text{вых.пр}} \geqslant U_{\text{вых.в}}$	
4	ОУ по $f_{\text{п.м}}$ и $U_{\text{вых.в}}$	$f_{\text{п.м}} \geqslant f_{\text{в}U}\, U_{\text{вых.в}}/U_{\text{вых.пр}}$; $U_{\text{вых.в}} \leqslant$ $\leqslant U_{\text{вых.пр}}\, f_{\text{п.м}}/f_{\text{в}U}$	
5	R_1, R_2, R_3 по K_0, $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{р}}$	Инвертирующий: $R_1 \geqslant R_{\text{вх}}$; $R_2 = K_0 R_1 =$ $= K_0\,(R_1' + R_{\text{г}})$ Рекомендуется: $R_3 = R_1 \parallel R_2$ Неинвертирующий: $R_2 = (K_0 - 1)\, R_1$ Рекомендуется: $R_2 = K_0\, R_{\text{г}}$; $R_1 = R_2/(K_0 - 1)$	
6	Сопротивления на входе ОУ	Если рекомендации п. 5 выполняются $R_{(-)} = R_1 \parallel R_2 = R_{(+)} = R_{(+),\,(-)}$. Если $R_{(+)} \neq R_{(-)}$, найти $\mid \Delta U_{\text{вх.0}} \mid$ по формуле (1.4); $\Delta U_{\text{вых0}} = K_0\, \Delta U_{\text{вх0}}$	$\mid \Delta U_{\text{вых0}} \mid$
7	Ограничение максимальных значений $R_{(+)} = R_{(-)} = R_{(+),\,(-)}$	По $\Delta U_{\text{вых 0}}: R_{(+),\,(-)} \leqslant$ $\leqslant \dfrac{\Delta U_{\text{выходоп}}/K_0 - \Delta E_{\text{см0}}}{\Delta I_{\text{вх.р}}}$. По $U_{\text{сф.пр}}: R_{(+),\,(-)} \leqslant \dfrac{0{,}3 \div 0\ 5}{I_{\text{вх0}}}\, U_{\text{сф.пр}}$	
8	Если требования к R_1 и R_2 по п. 5 и 7 для инвертирующего усилителя несовместимы или получено $R_2 > 3 \div 5$ Мом, или $R_1 > 100 \div 300$ кОм, то перейти к схемам табл. 1.6 и 1.7		
9	Цепь баланса ввести, если $U_{\text{вых0}} = K_0\, U_{\text{вх0}} > U_{\text{вых 0 доп}}$ [$U_{\text{вх0}}$ — по формуле (1.3)]		

Окончание табл. 1.5

Шаг	Выбор элемента	Формулы	Проверка значения параметра
10	Тип резисторов (допуски и ТКС)	$\delta K_0 = \delta R_2 - \delta R_1 - \Delta\delta_0$; $\delta K_{\text{о.н.и}} = (1 - 1/K_0)(\delta R_2 - \delta R_1) - \Delta\delta_0$, где $\delta R_{1,2}$ — погрешность сопротивления $[\delta R(T) = \varkappa_T^R \Delta T]$; $\Delta\delta_0$ — изменение δ_0, обусловленное μ_0 [начальный разброс и зависимость $\mu_0(T)$]	Погрешности реализации K_0
11	Шумовые характеристики	$U_{\text{ш.вых}} = K_0 \sqrt{U^2_{\text{ш}\Sigma}}$; $U^2_{\text{ш}\Sigma} = \int\limits_{\omega_1}^{\omega_2} G_e(\omega)\, d\omega + (R_{(+)} + R_{(-)}) \int\limits_{\omega_1}^{\omega_2} G_i(\omega)\, d\omega + U^2_{\text{ш}R}$, где $G_e(\omega)$ и $G_i(\omega)$ — см. табл. 1.1; $U^2_{\text{ш}R} = 0{,}017 (R_{(+)} + R_{(-)})(f_2 - f_1)$. В формулах: $U^2_{\text{ш}R}$ — в мкВ^2; $R_{(+),(-)}$ — в кОм; $f_{2,1}$ — в Гц; $\omega_{1,2} = 2\pi f_{1,2}$	Напряжение шума на выходе $U_{\text{ш.вых}}$ в полосе частот $f_1 - f_2$
12	Динамический диапазон	$D = 20 \lg (U_{\text{вых max}} / U_{\text{ш.вых}})$, дБ. В режиме повторителя $D_0 = 20 \lg \left(U_{\text{вых max}} / \sqrt{U^2_{\text{ш}\Sigma}}\right)$, дБ	D

Пример 1.1. Рассчитаем схему и параметры масштабного неинвертирующего усилителя при $K_0 = 100$; $\delta_0 = 1\%$; $\delta_{\text{в}} = 1\%$ на частоте $f_{\text{в}} = 30$ кГц; $U_{\text{вых.в}} = 7$ В на частоте $f_{\text{в}}$; $R_{\text{вх}} \geqslant 10$ МОм; смещение и дрейф нуля выходного напряжения $U_{\text{вых 0 доп}} = \Delta U_{\text{вых 0 доп}} \leqslant 1$ В в диапазоне температур $-60 \div +80°$ С. Сопротивление $R_{\text{г}} = 300$ кОм. Требуется найти динамический диапазон в полосе частот 20 Гц — 15 кГц.

Расчет выполняется согласно табл. 1.5.

1. $\mu_0 \geqslant (1 \div 2) \cdot 10^4$. Принимаем $\mu_0 \geqslant 3 \cdot 10^4$ (такое значение имеет большинство ОУ табл. 1.2). Находим $f_{K_0} \approx 30/\sqrt{2 \cdot 0{,}01} = 212$ кГц.

2. По значению f_{K_0} находим, что $f_\mu \geqslant 700$ Гц при $\mu_0 = 3 \cdot 10^4$ и внутренней коррекции и $f_{y0} \geqslant 700$ Гц при внешней коррекции ОУ. Выбираем ОУ 544УД2А с отключенной коррекцией (см. табл. 1.2 и 1.3).

3 и 4. Условия этих пунктов выполняются.

5. Рекомендуемое условие $R_2 = K_0 R_{\text{г}}$ приводит к чрезмерному значению $R_2 = 30$ МОм. Принимаем $R_2 = 5{,}1$ МОм[1], тогда $R_1 = R_2/(K_0 - 1) = 51{,}52$ кОм.

---

[1] В случае навесного монтажа на печатной плате из стеклотекстолита с наименьшими расстояниями между точками пайки выводов резистора $d_R \geqslant 10 \div 15$ мм и между «потенциальными» выводами резистора и остальными монтажными точками $d_{\text{м}} \geqslant 10$ мм, после соответствующего технологического покрытия лаком сопротивление смонтированного резистора $R \leqslant 5{,}1$ МОм в результате увлажнения изменяется обычно не более чем на несколько процентов. Поскольку такая погрешность обычно допустима, в дальнейшем максимально допустимым принято $R = 3 \div 5$ МОм. Для уменьшения эффекта воздействия влажности следует уменьшать наибольшее значение R. В ответственных случаях прибегают к герметизации блоков с высокоомными цепями, заливке специальными компаундами и пр.

6. Сопротивления: $R_{(+)}=R_{г}=300$ кОм; $R_{(-)}=R_1||R_2=51$ кОм. Находим $|\Delta U_{вых\,0}|=|K_0\Delta U_{вх\,0}|$. Дрейф нуля ОУ 544УД2А с полевыми транзисторами при $T=+80°$ С (интервал температур $\Delta T=60°$ С) вызывается дрейфом ЭДС смещения $|\Delta E_{см0}=50\cdot 60=3000$ мкВ $=3$ мВ и увеличением входных токов: $I_{вх0}$ (80° С) $=5$ нА; $I_{вх.р}$ (80° С) $=2{,}5$ нА. Подставляя в (1.4) указанные значения токов вместо $\Delta I_{вх0}$ и $\Delta I_{вх.р}$, находим $|\Delta U_{вх\,0}|=3+$ $+|5\cdot 300\,[1-(1+0{,}5)51/300]|\cdot 10^{-3}\approx 4{,}2$ мВ. В области отрицательных температур ($\Delta T=-80°$ С) $|\Delta U_{вх0}|=|\Delta E_{см}|=50\cdot 80=4000$ мкВ $=4$ мВ. Наибольший дрейф выходного напряжения $|\Delta U_{вых\,0}|=100\cdot 4{,}2=420$ мВ $<$ $<|\Delta U_{вых\,0\,доп}|$.

7. Не относится к расчетному случаю, так как $R_{(+)}\neq R_{(-)}$.

8. Принято $R_2=5{,}1$ МОм.

9. $|U_{вх0}|\geqslant|E_{см0}|=30$ мВ; $|U_{вых0}|\geqslant 3$ В $>U_{вых\,0\,доп}$.

Требуется ввести цепь баланса (см. рис. 1.6).

10. Ожидаемые погрешности при $\mu_0=4\cdot 10^4$ (типовое значение). Для ОУ 544УД2 $r_{вх}\gg R_1$; $\delta_2=\delta_0=K_0/\mu_0=0{,}25\%$.

Температурные погрешности: согласно рис. 1.4 μ_0 (—60° С) $=0{,}65\mu$ (20° С) является наименьшим значением усиления, тогда $\delta_0(T)=\delta_{0\,max}=\delta_0(-60°С)=$ $=\delta_0/0{,}65=0{,}38\%$; изменение $|\Delta\delta_{0\,max}|=0{,}38-0{,}25=0{,}13\%$. Температурный коэффициент сопротивления современных резисторов $|\varkappa_T^R|_{max}=$ $=0{,}5\cdot 10^{-4}$ 1/° С в диапазоне температур $-60\div+20°$ С. Изменение сопротивлений при $\Delta T=-80°$ С: $|\delta R_{1,2}|\leqslant 0{,}5\cdot 10^{-4}\cdot 80=0{,}4\%$. Чувствительность $|S_{R_{1,2}}^{K_0}|=1$. Погрешность в худшем случае $|\delta K_0|=|\delta R_1|+|\delta R_2|+|\Delta\delta_{0\,max}|=$ $=0{,}93\%$. Практически при близких значениях $\varkappa_T^{R_1}$ и $\varkappa_T^{R_2}$ однотипных резисторов она будет заметно меньше.

Частотная погрешность: по табл. 1.4 для ОУ 544УД2 с отключенной коррекцией при $K_0=100$ $f_{K_0}=1$ МГц; $\delta_в=0{,}5\cdot(15/1000)^2\approx 0{,}12\%<\delta_{в.доп}$.

11. По рис. 1.3 *б* аппроксимируем зависимость $e_ш(f)$ для ОУ 544УД2 в виде $e_ш(f)=30+400\,(20/f)$ нВ/Гц. Соответственно

$$G_e(f)=e_ш^2(f)=(900+0{,}48\cdot 10^6/f+0{,}64\cdot 10^6/f^2)\cdot 10^{-18}\ \text{В}^2/\text{Гц}.$$

В полосе частот от $f_1=20$ Гц до $f_2=15$ кГц

$$U_{шe}^2=\int\limits_{f_1}^{f_2}G_e(f)df=\{900\cdot 15\cdot 10^3+0{,}48\cdot 10^6\ln(15\cdot 10^3/20)-$$

$$-0{,}64\cdot 10^6\,[1/(15\cdot 10^3)-1/20]\}\cdot 10^{-18}=(13{,}5+3{,}18+12{,}8)10^{-12}\ \text{В}^2\approx$$

$$\approx 30\ \text{мкВ}^2.$$

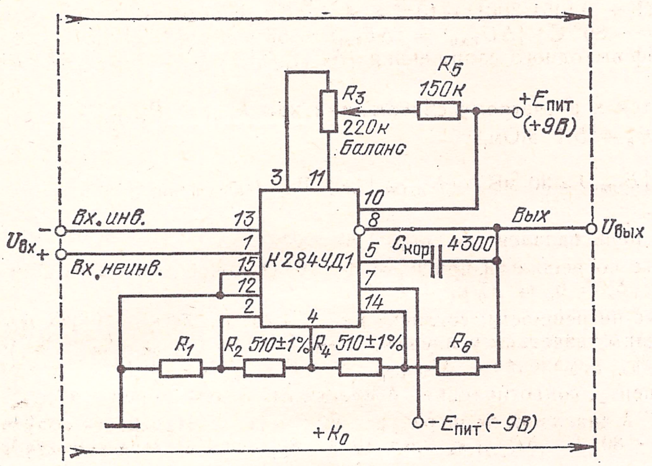
Токовой составляющей входного шума пренебрегаем, так как в нормальных условиях ($T=20°$ С) входной ток $I_{вх0}<0{,}1$ нА. При этом, даже допустив шумовую составляющую тока $I_{ш.вх}=(0{,}001\div 0{,}01)I_{вх\,0}$, получим, что развиваемое ею напряжение шума на резисторе $R_{(+)}=300$ кОм составит доли микровольт. Находим тепловой шум резисторов $R_{(+)}$ и $R_{(-)}$ в полосе $\Delta f=15$ кГц при $T=$ $=20°$ С:

$$U_{шR}^2=(R_{(+)}+R_{(-)})\cdot 0{,}017\cdot 15=351\cdot 0{,}017\cdot 15\simeq 89{,}5\ \text{мкВ}^2.$$

Приведенное ко входу ОУ напряжение шума $U_{ш\Sigma}=\sqrt{U_{шe}^2+U_{шR}^2}=$ $=10{,}91$ мкВ, напряжение шума на выходе $U_{ш.вых}=U_{ш.вх}K_0=1{,}1$ мВ. Динамический диапазон $D=20\lg(7\cdot 10^3/1{,}1)=76$ дБ.

Таблица 1.6

Реализация масштабного дифференциального усилителя на ОУ К284УД1



1. Сопротивления резисторов $R_1=R_6=0{,}51\,|K_0|$ кОм с допуском 1%, но не менее 10 кОм.

2. Для реализации одновходового инвертирующего усилителя зажим «Вх. неинв.» заземлять (рекомендуется через резистор $R_{(+)}$, сопротивление которого равно сопротивлению резистора $R_{(-)}$ в цепи «Вх. инв.»).

3. Минимально допустимое сопротивление нагрузки $R_н=5$ кОм.

4. Начальное смещение нуля $U_{вых\,0}=|K_0|E_{см\,0}$ убирается регулировкой резистора R_3.

5. Нестабильность выходного напряжения вычисляется по формулам:

при $R_{(+)}\gg R_{(-)}\approx 0$

$$|\Delta U_{вых\,0}|=|K_0|\left[\left|\varkappa_T^{E_{см}}\Delta T\right|+\Delta\left(I_{вх0}+0{,}5I_{вх.р}\right)R_{(-)}\right];$$

при $R_{(+)}=R_{(-)}=R$

$$|\Delta U_{вых0}|=|K_0|\left(\left|\varkappa_T^{E_{см}}\Delta T\right|+\Delta I_{вх.р}R\right).$$

Для повышенных температур $+T$ °С

$$(I_{вх0}+0{,}5I_{вх.р})\big|_{+T}\approx(I_{вх0}+0{,}5I_{вх.р})\big|_{+T}.$$

Для отрицательных температур $-T$ °С

$$\Delta(I_{вх.0}+0{,}5I_{вх.р})\big|_{-T}\approx(I_{вх0}+0{,}5I_{вх.р})\big|_{20\,°C}.$$

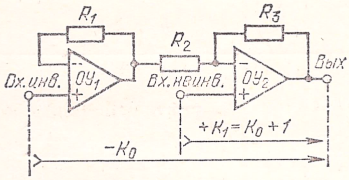
6. Чувствительность усиления $S^{K_0}_{R_1}=S^{K_0}_{R_6}=-S^{K_0}_{R_2}=-S^{K_0}_{R_4}=0{,}5$.

7. Входное сопротивление по каждому входу — более 500 МОм.

8. Емкость $C_{кор}$ выбирается по табл. 1.3. Если в ARC-цепи усилитель охвачен дополнительной обратной связью $\beta_{доб}$, коррекцию осуществляют из расчета на усиление $K_{0\,\min}=1/\beta_{доб\,\max}$.

Таблица 1.7

Реализация масштабного дифференциального усилителя на двух ОУ



1. Сопротивления резисторов: $R_2 \geqslant R_{нОУ_1}$; $R_3=K_0R_2$; $R_1=R_{(-)}$, где $R_{(-)}$ — сопротивление резистора в цепи «Вх. инв.» (рекомендуется).

2. Для реализации одновходового инвертирующего усилителя зажим «Вх. неинв.» заземляется через резистор с сопротивлением (рекомендуется) $R_{(+)}=$ $=R_2 \| R_3$.

3. Чувствительность усиления $S_{R_3}^{K_0}=-S_{R_2}^{K_0}=1$; $S_{R_1}^{K_0}=0$.

4. Нестабильность выходного напряжения[1]

$$|\Delta U_{\text{вых}0}|=|K_0|\left[\left(\left|\varkappa_T^{E_{\text{см}1}}\right|+\left|\varkappa_T^{E_{\text{см}2}}\right|\right)|\Delta T|+|\Delta I_{\text{вх.р}1}R_1|\right].$$

Для ОУ на биполярных транзисторах $\Delta I_{\text{вх.р}}=\varkappa_T^{I_{\text{вх.р}}}\Delta T$, на полевых транзисторах $\Delta I_{\text{вх.р}}=I_{\text{вх.р}}$[2].

5. В качестве $ОУ_1$ рекомендуется усилитель с входным сопротивлением более 150 кОм на полевых или биполярных транзисторах При этом входное сопротивление масштабного дифференциального усилителя по инвертирующему входу более 50—500 МОм, по неинвертирующему входу более 1—10 МОм.

6. Динамический диапазон схемы приблизительно равен динамическому диапазону $ОУ_1$, во входной цепи которого включены высокоомные резисторы.

7. Если в ARC-цепи усилитель охвачен дополнительной обратной связью $\beta_{доб}$, коррекцию осуществляют из расчета на усиление $K_{0\,\min}=1/\beta_{доб\,\max}$.

---

[1] При $R_1=R_{(-)}$. В случае $R_1 \neq R_{(-)}$ пользоваться формулами (1.3) и (1.4).

[2] См. табл 1.6, п. 5.

Схемы инвертирующих и дифференциальных усилителей с высоким входным сопротивлением представлены в табл 1.6 и 1.7 В отношении критериев выбора ОУ и расчета схем действительна изложенная выше методика.

В первую очередь рекомендуется ОУ К284УД1, имеющий паспортный режим работы с последовательной отрицательной обратной связью (цепь R_1, R_2, R_4, R_6, см. схему табл. 1.6). При невозможности применения К284УД1 используются два ОУ других типов по схеме табл. 1.7. В этой схеме $|K_и|=|-K_0| \neq$ $\neq K_{н.и}=K_0+1$. При необходимости обеспечения $|K_и|=K_{н.и}$ в цепь неинвертирующего входа вводится двухэлементный резисторный делитель с коэффициентом передачи напряжения $k_0=K_0/(K_0+1)$.

Особенности применения усилителей K_0 в ARC-цепях. В ARC-цепях усилитель K_0 (т. е. ОУ с обратной связью $\beta_0 \approx 1/K_0 < 1$) часто охватывается дополнительной обратной связью $\beta_{доб}$ через RC-цепь, причем $\beta_{доб\,\max} > \beta_0$. При этом следует произвести коррекцию ОУ в расчете на гипотетическое усиление $K_{0\min} \approx 1/\beta_{\max}$. Для такого «перекорректированного» усилителя $f_{K_0}=f_{у0}/\delta_{1,2}$ (см. табл. 1.4), где $f_{у0}$ — граничная частота полосы пропускания ОУ с введенной коррекцией без обратных связей (см. табл. 1.3).

1.4. ЗВЕНЬЯ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

К этим звеньям относятся цепи, реализующие передаточную функцию вида

$$T(p) = M\,\frac{b_1 p + b_0}{p + \omega_p},$$

где M — коэффициент плоского усиления. Значения коэффициентов приведены в табл. 1.8.

Таблица 1.8

Значения коэффициентов передаточной функции первого порядка

Звено	b_1	b_0	M
ФВЧ	1	0	$T(\infty)$
ФНЧ	0	ω_p	$T(0)$
АК	1	ω_z	$T(0)$ или $T(\infty)$
ФК	−1	ω_p	$T(0)$ или $T(\infty)$

Примечание. В таблице: АК — звено общего вида, предназначенное для амплитудной коррекции; ФК — фазовый корректор; ω_p — частота полюса; ω_z — частота нуля.

Рассматриваемые звенья применяются в качестве простейших корректирующих и фильтрующих устройств, а также входят в состав сложных фильтров, корректоров, линий задержек и фазовращателей. Они подразделяются на две группы: звенья без смещения частоты полюса ω_p и звенья со смещением (понижением) частоты ω_p по отношению к частоте настройки $\omega_{RC} = 1/RC$ частотно-избирательной RC-цепи.

В звеньях первой группы параметр полюса ω_p определяется только значениями R и C избирательной RC-цепи, и не зависит от коэффициента усиления активного элемента, который может присутствовать в ARC-схеме. К ним относятся пассивные RC-цепи ($M < 1$) и звенья на ОУ ($M = K_0 \geqslant 1$). Звенья первой группы целесообразно использовать в диапазоне частот свыше 100—200 Гц.

Пассивные RC-цепи первого порядка. Схемы, частотные характеристики и методика расчета пассивных звеньев приведены в табл. 1.9. Во всех случаях расчета заданы значения полюса ω_p (и нуля ω_z) передаточной функции и выбирается значение емкости C. Дополнительно могут быть заданы сопротивление источника сигнала $R_г$ либо нагрузки $R_н$[1], и тогда определяется коэффициент плоского усиления $M = T(0)$ или $T(\infty)$ либо задается значение $M < 1$ и тогда определяется сопротивление $R_г$ либо $R_н$. Оба варианта расчетов приведены в табл. 1.9. В том случае, когда требуется обеспечить $M \geqslant 1$, каскадно с пассивным звеном включается масштабный усилитель.

Активные звенья первого порядка на ОУ. Эти звенья применяются в основном при необходимости получить отрицательное плоское усиление $|-M| > 1$. Схемы ФНЧ и ФВЧ на ОУ, выражения передаточных функций и порядок расчета приведены в табл. 1.10. Заданными являются частота полюса ω_p и плоское усиление $M = K_0$.

В звене ФНЧ частотные ограничения ОУ вызывают некоторое смещение частоты полюса ω_p по сравнению с $\omega_{RC} = 1/R_2C$. Это смещение[2] обратно пропорционально нестабильной величине

$$\delta\omega_p = \left(1 + \frac{R_1 + R_3}{r_{вх}}\right)\frac{1}{\mu_0 f_\mu},$$

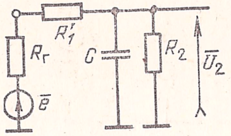
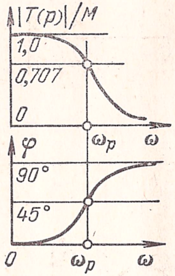
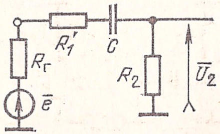
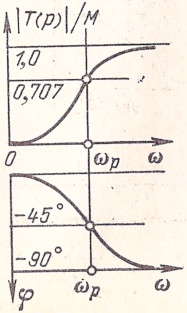
---

[1] Сопротивление $R_н$ подключается параллельно R_2 в схемах ФНЧ и ФВЧ и параллельно R_3 в схемах АК (табл. 1.9).

[2] Кроме того, реализуется второй (весьма удаленный) полюс, которым можно пренебречь. В практических схемах он дает дополнительную погрешность $\delta|T| \leqslant 0{,}5 \div 1\%$ даже на частотах $\omega \geqslant (30 \div 50)\omega_p$.

Таблица 1.9

Пассивные звенья первого порядка

Схема и передаточная функция	Частотные характеристики	Порядок расчета	
		Задано: $R_2 \leqslant R_{\text{н}}$	Задано: $M \leqslant 1$
ФНЧ  $T(p)=M\dfrac{\omega_p}{p+\omega_p}$; $M=T(0)$; $\omega_p=1/(R_1 \parallel R_2)C$; $R_1=R_1'+R_{\text{г}}$	 	$R_1=R_2/(\omega_p CR_2-1)$; $M=R_2/(R_1+R_2)$: $R_1'=R_1-R_{\text{г}}$; $S_{R_1}^{\omega_p}=-M$; $S_C^{\omega_p}=-1$;	$R_1=1/(\omega_p CM)$; $R_2=MR_1/(1-M)$; $S_{R_2}^{\omega_p}=M-1$; $S_{R_2}^{M}=-S_{R_1}^{M}=1-M$
ФВЧ  $T(p)=M\dfrac{p}{p+\omega_p}$; $M=T(\infty)$; $\omega_p=1/(R_1+R_2)C$; $R_1=R_1'+R_{\text{г}}$	 	Задано: $R_1 \geqslant R_{\text{г}}$ $R_2=1/(\omega_p C)-R_1$; $M=R_2/(R_1+R_2)$; $R_1'=R_1-R_{\text{г}}$; $S_{R_1}^{\omega_p}=M-1$; $S_C^{\omega_p}=-1$;	Задано: $M \leqslant 1$ $R_2=M/(\omega_p C)$; $R_1=(1-M)R_2/M$; $S_{R_2}^{\omega_p}=-M$; $S_{R_2}^{M}=-S_{R_1}^{M}=1-M$

Окончание табл. 1.9

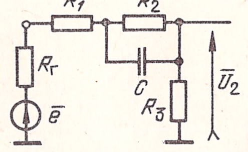
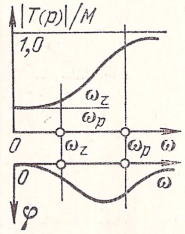
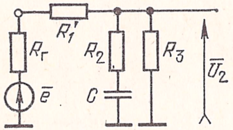
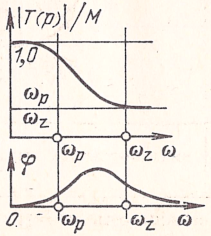
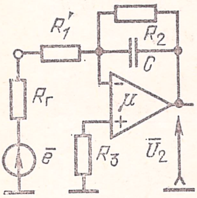
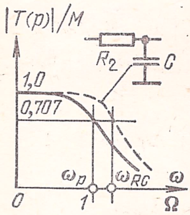
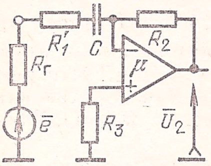
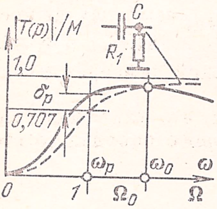
Схема и передаточная функция	Частотные характеристики	Порядок расчета	
АК₁  R'_1 R_2 $R_г$ C R_3 $\bar{e}$ $\bar{U}_2$ $T(p)=M(p+\omega_z)/(p+\omega_p)$; $M=T(\infty)$; $\omega_z=1/(R_2C)$; $\omega_p=(R_1+R_2+R_3)/[(R_1+R_3)R_2C)]$; $R_1=R'_1+R_г$; $T(0)=M\omega_z/\omega_p=R_3/(R_1+R_2+R_3)$	 	Задано: $R_1\geqslant R_г$ $R_2=1/(\omega_zC)$; $R_3=\dfrac{1}{(\omega_p-\omega_z)C}-R_1$; $M=R_3/(R_1+R_3)$;	Задано: $M\leqslant 1$ $R_2=1/(\omega_zC)$; $R_3=R_2M\dfrac{\omega_z}{\omega_p-\omega_z}$; $R_1=R_3(1-M)/M$;
		$R'_1=R_1-R_г$	
АК₂  $R_г$ R'_1 R_2 R_3 C $\bar{e}$ $\bar{U}_2$ $T(p)=M\dfrac{\omega_p}{\omega_z}\,\dfrac{p+\omega_z}{p+\omega_p}$; $M=T(0)$; $\omega_z=1/(R_2C)$; $\omega_p=$ $=(R_1+R_3)/\{[R_2(R_1+R_3)+R_1R_3]C\}$; $R_1=R'_1+R_г$; $T(\infty)=M\dfrac{\omega_p}{\omega_z}=\dfrac{R_2\parallel R_3}{R_2\parallel R_3+R_1}$	 	Задано: $R_3\leqslant R_н$ $R_2=1/(\omega_zC)$; $R_1=\dfrac{(\omega_z/\omega_p-1)R_2}{1-\left(\dfrac{\omega_z}{\omega_p}-1\right)\dfrac{R_2}{R_3}}$ $M=R_3/(R_1+R_3)$;	Задано. $M\leqslant 1$ $R_2=1/(\omega_zC)$; $R_1=R_2\left(\dfrac{\omega_z}{\omega_p}-1\right)\dfrac{1}{M}$; $R_3=R_1M/(1-M)$;
		$R'_1=R_1-R_г$	

Таблица 1.10

Активные звенья первого порядка

Схема фильтра и его АЧХ	Передаточные функции и их параметры
ФНЧ  R_1' R_2 C $R_г$ μ $\bar{e}$ R_3 $\bar{U}_2$  	$T(p)=\bar{U}_2/\bar{e}=M/(1+p/\omega_p)$; $M=T(0)$; $M=-K_0(1-\delta_1)$; $K_0=R_2/R_1$; $\delta_1=\frac{K_0}{\mu_0}\left(1+\frac{R_1+R_3}{r_{вх}}\right)$; $\omega_p=\omega_{RC}(1+\delta_1)/(1+\delta_1\omega_{RC}/\omega_\mu)$; $\omega_{RC}=1/(R_2C)$. Расчет: 1) $R_1'\geqslant R_г$; $R_1=R_1'+R_г$; $R_2=K_0R_1$. При больших значениях R_1 рекомендуется $R_3=R_1\|R_2$. 2) Выбор ОУ: μ_0, $r_{вх}$, $\omega_\mu=2\pi f_\mu$. Коррекция внутренняя или внешняя в режиме повторителя ($K_0=1$). 3) Вычислить δ_1, $\omega_{RC}=\omega_p/(1-\delta_1\omega_p/\omega_\mu)$. 4) $C=1/(\omega_{RC}R_2)$. 5) Погрешности: $\delta M=\delta R_2-\delta R_1-\Delta\delta_1$ (см. табл. 1.5); $\delta\omega_p=-\dfrac{\delta R_2\left(1-\delta_1\dfrac{\omega_{RC}}{\omega_\mu}\right)+\delta C+(\delta\omega_\mu+\delta\mu_0)\,\delta_1\dfrac{\omega_{RC}}{\omega_\mu}}{1+\delta_1\omega_{RC}/\omega_\mu}$. Режимы: по формулам (1.3), (1.4), табл. 1.4, 1.5.
ФВЧ  R_1' C R_2 $R_г$ μ $\bar{e}$ R_3 $\bar{U}_2$  	Для частот $\omega\leqslant(1-2)\,\omega_p<\Omega_0=\sqrt{2/\Delta f}$; $T(p)=\frac{\bar{U}_2}{\bar{e}}=\frac{M^*p/\omega_p}{1+p/\omega_p}$; $M^*=M(1+\delta_f)\,e^{-j\Delta\varphi}$; $M=T(\infty)$; δ_f и $\Delta\varphi$—погрешности за счет ОУ; $M=-K_0(1-\delta_3)/(1+\delta_1+\delta_3\omega_{RC}/\omega_{у0})$; $K_0=R_2/R_1$; $R_1=R_1'+R_г$; $\delta_3=K_0R_1/(\mu_0r_{вх})$; $\delta_1=K_0(R_1+R_3+r_{вх})/(\mu_0r_{вх})$; $\omega_{RC}=1/(R_1C)$; $\omega_{у0}$—полоса пропускания ОУ с коррекцией без ОС; $\omega_p=\omega_{RC}/(1+\delta_1+\delta_3\omega_{RC}/\omega_{у0})$;

Окончание табл. 1.10

Схема фильтра и его АЧХ	Передаточные функции и их параметры
	$\Delta f=\dfrac{(\delta_1+\delta_3)\,\omega_{RC}/\omega_{\text{у}0}-\delta_3}{(1+\delta_3\,\omega_{RC}/\omega_{\text{у}0}+\delta_1)^2}$; $\delta_f=\Omega^2\,\Delta_f\,(1-0{,}5\,\Omega^2\,\Delta_f)/(1+\Omega^2)$; $\Omega=\omega/\omega_p$; $\Delta\varphi=\operatorname{arctg}[\Omega/(1-\Omega^2\,\Delta f)]-\operatorname{arctg}\Omega$. Расчет: 1) $R_1'\geqslant R_{\text{г}}$; $R_1=R_1'+R_{\text{р}}$; $R_2=K_0\,R_1$. Рекомендуется $R_3=R_2$. 2) Выбор ОУ: μ_0; $R_{\text{вх}}$; $\omega_{\text{у}0}=2\pi f_{\text{у}0}$. При внешней коррекции $f_{\text{у}0}\approx(\sqrt{K_0/2}\div K_0)\,f_\mu$ (см. табл. 1.3). При внутренней коррекции $f_{\text{у}0}=f_\mu$ (см. табл. 1.2). 3) Вычислить δ_1; δ_3; $\omega_{RC}=\omega_p\,(1+\delta_1)/(1-\delta_3\omega_p/\omega_{\text{у}0})$; Δ_f; δ_f; $\Delta\varphi$; $\Omega_0=\sqrt{2/\Delta f}$. На частоте полюса $\delta_p\approx 0{,}5\Delta_f$; $\Delta\varphi_p=$ $=\operatorname{arctg}[1/(1-\Delta_f)]-45°$. Проверить приемлемость δ_f; $\Delta\varphi$; Ω_0. 4) Найти $C=1/(\omega_{RC}\,R_1)$. 5) Определить погрешности K, по табл 1.5. Режимы: по формулам (1.3), (1.4). В схеме ФВЧ: $U_{\text{вых }0}=U_{\text{вх }0}$; $\Delta U_{\text{вых }0}=\Delta U_{\text{вх }0}$

где f_μ — граничная частота полосы пропускания ОУ с коррекцией, рассчитанной на режим повторителя, но без обратной связи. Неопределенность начального значения и температурная нестабильность ω_p обусловлены подобными же свойствами $r_{\text{вх}}$, f_μ и μ_0. Следует выбирать ОУ с максимальным значением $\mu_0 f_\mu$ и минимальными изменениями δf_μ и $\delta\mu_0$. Усилитель 140УД1Б имеет $\mu_0 f_\mu\approx$ $\approx 5\cdot 10^7$ Гц, 544УД2 — около 10^7 Гц. Но первый усилитель имеет невысокое и нестабильное входное сопротивление $r_{\text{вх}}\approx 30$ кОм и $f_1=7$ МГц[1] и рекомендуется при относительно небольших сопротивлениях R_1, R_3 и R_2, так как при $R_1+R_3\geqslant r_{\text{вх}}$ добавляется температурная нестабильность $r_{\text{вх}}$ (а для ОУ 544УД2 практически $r_{\text{вх}}\approx\infty$, см. табл. 1.2).

В схеме ФНЧ ОУ должен корректироваться из расчета на режим повторителя. С технологической точки зрения удобны ОУ с внутренней коррекцией, но в них больше разброс и меньше стабильность параметра f_μ, чем в случае внешней коррекции. Наиболее стабильны f_μ и μ_0 гибридных ИМС К284УД1 и К816УД1. 2. Полупроводниковая ИМС 544УД1 отличается высокой температурной стабильностью.

В звене ФВЧ неидеальность ОУ проявляется в том, что фактически реализуется передаточная функция, близкая к функции второго порядка со вторым удаленным полюсом вида

$$T(p)=\frac{Mp/\omega_p}{1+p/\omega_p+(p/\omega_p)^2\,\Delta_f}, \tag{1.7}$$

---

[1] Напоминаем что ОУ 544УД2 имеет $f_1=10$ МГц (табл 1.2).

где $\Delta_f \ll 1$. С достаточной для практики точностью функция (1.7) приводится к функции ФВЧ первого порядка с малой погрешностью (см. табл. 1.10), пропорциональной

$$\delta\omega_p = \left(1 + \frac{R_1 + R_3}{r_{\text{вх}}}\right) \frac{1}{f_{y0}\,\mu_0},$$

где f_{y0} — граничная частота полосы пропускания ОУ с внешней неизбыточной коррекцией, рассчитанной на устойчивую работу в режиме масштабного усилителя с коэффициентом усиления K_0. Для минимизации погрешности следует выбирать ОУ с наибольшими и стабильными параметрами $r_{\text{вх}}$, μ_0 и f_{y0}. Значения частоты f_{y0} приведены в табл. 1.3.

При расчете звена ФВЧ проверяют приемлемость погрешности δ_f и $\Delta\varphi$ реализации заданной функции обычно на частоте полюса ω_p. Кроме того, проверяют полосу частот Ω_0 контролируемой погрешности (на частоте ω_0 погрешность $\delta_f = 0$, на частотах $\omega > \omega_0$ погрешность $\delta_f < 0$, т. е. кривая $|T(j\omega)|$ убывает. См. график в табл. 1.10).

Режимы звеньев аналогичны режимам масштабного усилителя (для ФНЧ) или повторителя (ФВЧ). Следует заметить, что каскадное включение пассивного звена (см. табл. 1.9) и масштабного неинвертирующего усилителя K_0 (см табл. 1.4) дает меньшую погрешность, чем активное звено (табл. 1.10) при том же значении $|-K_0|$.

Пример 1.2. Рассчитаем ФНЧ первого порядка на ОУ. Заданы параметры: $f_p = 2$ кГц; $|K_0| = 80$; $R_г = 1$ кОм $\pm$ 20%.

Расчет. По табл. 1.10:

1) $R_1' = 11{,}5$ кОм $\gg R_г$ (для уменьшения влияния нестабильности $R_г$ на параметры звена); $R_1 = 12{,}5$ кОм; $R_2 = 1$ МОм; $R_3 = 0$ (за малостью $R_1||R_2$);

2) выбираем ОУ типа 544УД1 ($\mu_0 = 8 \cdot 10^4$; $f_\mu = 20$ Гц; $r_{\text{вх}} = \infty$);

3) вычисляем $\delta_1 = 10^{-3}$; $f_{RC} = 2/(1 - 10^{-3} \cdot 2000/20) = 2/0{,}9 = 2{,}222$ кГц;

4) $C = 1/2\pi f_{RC} R_2 = 72$ пФ;

5) изменением $\Delta\delta \leqslant \delta_1 = 10^{-3}$ можно пренебречь, $|\delta M| \simeq |\delta R_2| + |\delta R_1'| + |\delta R_г \cdot R_г/R_1| = 1 + 1 + 20 \cdot 0{,}08 = 3{,}6\%$ (худший случай при $\delta R_1 = \delta R_2 = 1\%$ и $\delta R_г = 20\%$). Погрешность частоты полюса при $\delta C = 1\%$ и $\delta f_\mu = \delta\mu_0 = \pm 20\%$

$\delta f_{p\,\max} = [1(1 - 0{,}11) + 1 + (20 + 20) \cdot 0{,}11]/(1 + 0{,}11) = 6{,}3/1{,}11 = 5{,}7\%$;

6) проверяем режимы и их стабильность (аналогично примеру 1.1).

Пример 1.3. Рассчитаем ФВЧ первого порядка на ОУ. Параметры $f_p = 2$ кГц; $K_0 = 40$ и $R_г \leqslant 100$ Ом заданы.

Расчет. По табл. 1.10:

1) $R_1' = 51$ кОм $\approx R_1$; $R_2 = 2{,}04$ МОм $= R_3$;

2) предлагаются ОУ 544УД1 и К284УД1 ($\mu_0 = 4 \cdot 10^4$; $f_{y0} = 400$ Гц при $K_0 = 40$[1]; $r_{\text{вх}} = \infty$);

3) $\delta_1 \leqslant 10^{-3}$; $\delta_3 \approx 0$; $\omega_{RC} = \omega_p$ для обоих ОУ. Далее вычисляем погрешности и полосу частот Ω_0: для ОУ 544УД1 $\Delta_f = 0{,}1$; $\delta_p = 4{,}75 \cdot 10^{-2}$; $|\Delta\varphi_p| = 3°$; $\Omega_0 = 4{,}5$; $|T(j\Omega)|_{\Omega=10} = 0{,}70$ и для ОУ К284УД1 $\Delta_f = 0{,}5 \cdot 10^{-2}$; $\delta_p = 0{,}25 \cdot 10^{-2}$; $|\Delta\varphi_p| \approx 0$; $\Omega_0 = 20$; $|T(j\Omega)|_{\Omega=10} = 0{,}875$.

За пределами контролируемой полосы частот при $\Omega > \Omega_0$, АЧХ звена $|T(j\omega)|$ вычисляется по полной формуле (1.7);

4) $C = 1{,}56$ нФ;

5) режимы рассчитываются, как в случае повторителя с сопротивлением в цепи обратной связи $R = 2$ МОм.

Выбираем ОУ К284УД1; корректирующий конденсатор $C_{\text{кор}}$ выбираем по табл. 1.3, п. 2: $C = 4300/40^{1{,}05} = 90$ пФ; $C_{\text{кор}} = 91 \div 100$ пФ.

ARC-звенья первого порядка для диапазона инфранизких частот. Указанные звенья целесообразно использовать для построения устройств, работающих в диапазоне частот 0,1—150 Гц. Их применение особенно важно в условиях микроэлектронного исполнения, так как при этом удается обеспечить достаточно высокую стабильность характеристик звеньев (нестабильность частоты полюса и нуля реализуемых функций составляет 0,5—2%, динамический диапазон 50—80 дБ).

---

[1] Интерполяция по табл. 1.3.

Схемы звеньев и процедуры их расчета представлены табл. 1.11—1.17.

Проектирование звена сводится к выбору схемы, ОУ и расчету элементов цепи. Исходными для проектирования данными являются:

параметры передаточной функции M, ω_z, ω_p (постоянный множитель M в ряде случаев может не задаваться);

входное сопротивление звена $R_{\text{вх}}$ на низких частотах;

сопротивление нагрузки звена $R_{\text{н.зв}}$;

диапазон рабочих температур;

допустимое значение начального смещения уровня выходного напряжения $U_{\text{вых 0 доп}}$;

минимально допустимый динамический диапазон D;

допустимая нестабильность уровня выходного напряжения (дрейф нуля) $\Delta U_{\text{вых 0 доп}}$ в рабочем диапазоне температур;

допустимые номинальные значения емкости C и сопротивления резистора R, которые определяют базовую постоянную времени $\tau_0 = RC$;

конструктивные требования (точность номиналов, стабильность элементов, а также тип ОУ).

Замечания к расчету схем. На I этапе проектирования согласовываются и выбираются взаимно связанные величины τ_0, R, $U_{\text{вых0}}$, $\Delta U_{\text{вых0}}$, D и тип ОУ. При выборе указанных величин необходимо иметь в виду, что в качестве номинальной $C_{\text{ном}}$ следует принимать максимальную емкость конденсатора, выбранного согласно конструктивным требованиям, в частности, к габаритным размерам и массе устройства. Для минимизации этих параметров нужно уменьшать $C_{\text{ном}}$ за счет увеличения сопротивления R, однако это увеличение ограничено, так как сопровождается ростом нестабильности частот f_p и f_z, собственных шумов и дрейфа нуля выходного напряжения схемы.

С возрастанием сопротивления R частотно-избирательной цепи увеличивается $\Delta U_{\text{вых0}}$ и уменьшается D. Обычно для устройств, выполненных в навесном и печатном монтаже, рекомендуется $R_{\max} < 5$ МОм¹⁾. В микроэлектронных устройствах эта величина определяется особенностями технологии и обычно не превышает 1—2 МОм. При этом шунтирующим действием входного сопротивления усилителя, которое, как правило, более 100 МОм, можно пренебречь. В тех случаях когда влияние входного сопротивления усилителя необходимо учитывать, в расчетные соотношения вместо R следует подставить $R^* = Rr_{\text{вх}}/(R + r_{\text{вх}})$. Нижний предел сопротивления R ограничен условием $R \gg R_{\text{г}}$ (во всех схемах, кроме приведенной в табл. 1.11), которое обеспечивает корректность расчетных методик.

Схемы табл. 1.11, 1.13, 1.15 отличаются тем, что τ_0 умножается на $b > 1$, называемое коэффициентом понижения частоты полюса f_p реализуемой функции по отношению к частоте f_0 настройки RC-цепи. Его значение определяется по формуле

$$b = f_0/f_p = 1/2\pi RCf_p = 1/2\pi\tau_0 f_p. \tag{1.8}$$

Требуемый коэффициент усиления $|K_0|$ лежит в пределах от $b\,(M + 1)$ до $b\,(2M + 1)$. Для обычно используемого значения $M = 1$ $|K_0| = (2 \div 3)b$. Дрейф нуля выходного напряжения оценивается по формуле

$$\Delta U_{\text{вых0}} \approx (2 \div 3)b\Delta U_{\text{вх0}}. \tag{1.9}$$

Динамический диапазон рассматриваемых схем близок к значению D_0 (в режиме повторителя).

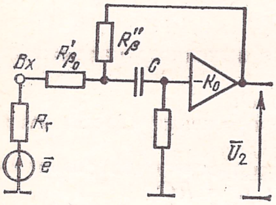
В широкой полосе частот важным ограничивающим фактором является шум больших сопротивлений ($R > 2 \div 5$ МОм). Значение $\Delta U_{\text{вх0}}$ оценивается по формуле (1.4) или таблицам 1.6 и 1.7, а D_0 — по табл. 1.5, шаг 11 для случая $R_{(+)} = R_{(-)} = R_{\max}$ и при равенстве нулю одного из сопротивлений (для уменьшения шума). В общем, дрейф $|\Delta U_{\text{вых0}}|$ является главным фактором, ограничи-

---

¹⁾ См. сноску на с. 23—24.

Таблица 1.11

ARC-звено первого порядка (модель 1)

Схема	Передаточная функция и ее параметры
 Вх R'_{β_0} R''_β C $-K_0$ $R_\text{г}$ $\bar{e}$ $\bar{U}_2$	$T(p)=\dfrac{\bar{U}_2}{\bar{e}}=M\dfrac{p}{p+\omega_p}$; $\omega_p=1/(\tau_0 b)$; $\tau_0=RC$; $b=1+\dfrac{R'_\beta}{R'_\beta+R''_\beta}\left(\dfrac{R''_\beta}{R}+\lvert K_0\rvert\right)$; $M=-\dfrac{\lvert K_0\rvert}{b}\,\dfrac{R''_\beta}{R''_\beta+R'_\beta}$; $R'_\beta=R'_{\beta_0}+R_\text{г}$

Последовательность расчета:

1. Выбрать R, C, схему усилителя и сумму $R'_\beta+R''_\beta$, отношение $r_\beta/(R'_\beta+R''_\beta)$.
2. Рассчитать параметры b, r_β, $\lvert K_0\rvert$, β_0, R'_β, R''_{β_0}, R''_β по формулам табл. 1.12.
3. Оценить чувствительности $S^{f_p}_{x_i}$, $S^{M}_{x_i}$ по формулам табл. 1.12.

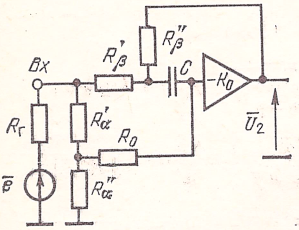
Таблица 1.12

Основные расчетные соотношения (модель 1)

Параметр x_i	Расчетная формула	Чувствительность	
		$S^{f_p}_{x_i}$	$S^{M}_{x_i}$
b	$1/(\omega_p RC)$	—	—
r_β	$[r_\beta/(R'_\beta+R''_\beta)]\,(R'_\beta+R''_\beta)$	—	—
$\lvert K_0\rvert$	$b\,(\lvert M\rvert+1)-1-r_\beta/R$	-1	0
β_0	$(b-1-r_\beta/R)/K_0$	—	—
R'_β	$\beta_0\,(R'_\beta+R''_\beta)$	β_0-1	-1
R'_{β_0}	$R'_\beta-R_\text{г}$	$(\beta_0-1)\,R'_{\beta_0}/R'_\beta$	$-R'_{\beta_0}/R'_\beta$
R''_β	$(1-\beta_0)\,(R'_\beta+R''_\beta)$	$1-\beta_0$	1
R	—	-1	0
C	—	-1	0
$R_\text{г}$	—	$-(1-\beta_0)\,R_\text{г}/R'_\beta$	$-R_\text{г}/R'_\beta$

Таблица 1.13

ARC-звено первого порядка (модель 2)

Схема	Передаточная функция и ее параметры
 Вх R_β' R_β'' C $-K_0$ $R_г$ R_α' R_0 R_α'' $\bar{e}$ $\bar{U}_2$	$T(p)=\dfrac{\bar{U}_2}{\bar{e}}=M\dfrac{\omega_p}{\omega_z}\,\dfrac{p+\omega_z}{p+\omega_p};\quad \omega_p=1/(\tau_0\,b);$ $\tau_0=RC;\ b=1+\beta_0\,\lvert K_0\rvert+r_\beta/R;$ $\beta=R_\beta'/(R_\beta'+R_\beta'');\ r_\beta=\beta R_\beta'';\ R=R_0+\alpha R_\alpha'';$ $\alpha=R_\alpha'/(R_\alpha'+R_\alpha'');\ \omega_z=\omega_p/b_0;$ $b_0=(1-\beta_0)/\alpha b+R_\beta/(bR);$ $R_г\ll R_\beta'+R_\beta'';\ R_г\ll R_\alpha'+R_\alpha''$

Последовательность расчета:

1. Выбрать R, C, схему усилителя и суммы $R_\beta'+R_\beta''$ и $R_\alpha'+R_\alpha''$.

2. Рассчитать параметры b, b_0, α, R_α', R_α'', $\lvert K_0\rvert$, r_β, β_0, R_β', R_β'', R_0 по формулам табл. 1.14.

3. Оценить чувствительности $S_{x_i}^{f_p}$, $S_{x_i}^{f_z}$, $S_{x_i}^{M}$ по формулам табл. 1.14.

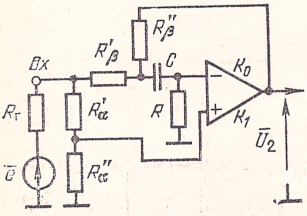
Таблица 1.14

Основные расчетные соотношения (модель 2)

Параметр x_i	Расчетные формулы	Чувствительность		
		$S_{x_i}^{f_p}$	$S_{x_i}^{f_z}$	$S_{x_i}^{M}$
b	$1/(\omega_p RC)$	—	—	—
b_0	f_p/f_z	—	—	—
α	$\dfrac{\lvert M\rvert}{b(1+b_0\lvert M\rvert)-1}$	—	—	—
R_α'	$(1-\alpha)(R_\alpha'+R_\alpha'')$	0	$\alpha-1$	$\alpha-1$
R_α'	$\alpha(R_\alpha'+R_\alpha'')$	0	$1-\alpha$	$1-\alpha$
K_0	$\lvert M\rvert/\alpha$	—	—	—
r_β	$0,2(R_\beta'+R_\beta'')$	—	—	—
β_0	$(b-1-r_\beta/R)/\lvert K_0\rvert$	—	—	—
R_β'	$\beta_0(R_\beta'+R_\beta'')$	β_0-1	β_0	0
R_β''	$(1-\beta_0)(R_\beta'+R_\beta'')$	$1-\beta_0$	$-\beta_0$	0
R_0	$R-R_\alpha'\parallel R_\alpha''$	$-R_0/R$	$-R_0/R$	0
C	—	-1	-1	0

Таблица 1.15

ARC-звено первого порядка (модель 3)

Схема	Передаточные функции и их параметры
 Вх R'_β R''_β C K_0 K_1 $R_г$ R'_α R R''_α $\bar{U}_2$ $\bar{e}$	$T(p)=\frac{\bar{U}_2}{\bar{e}}=M\frac{b_1p+\omega_p}{p+\omega_p}$; Варианты: амплитудный корректор $T(p)=M\frac{\omega_p}{\omega_z}\,\frac{p+\omega_z}{p+\omega_p}$; ФНЧ $T(p)=M\frac{\omega_p}{p+\omega_p}$; фазовое звено $T(p)=M\frac{\omega_p-p}{\omega_p+p}$; $\tau_0=RC$; $\omega_p=1/(\tau_0 b)$; $b=1+\beta_0\mid K_0\mid+r_\beta/R$; $\omega_z=\omega_p/b_1$; $b_1=1-(1-\beta_0)\mid K_0\mid/(\alpha b K_1)$; $\alpha=R''_\alpha/(R''_\alpha+R'_\alpha)$; $M=\alpha K_1$; $R_г \ll R'_\beta+R''_\beta$; $R_г \ll R'_\alpha+R''_\alpha$

Последовательность расчета:

1. Выбрать R, C, схемы усилителей K_0, K_1, суммы $R'_\beta+R''_\beta$ и $R'_\alpha+R''_\alpha$.

2. Рассчитать параметры b, b_1, r_β, $\mid K_0\mid$, α, R'_α, R''_β, β_0, R'_β, R_β по формулам табл. 1.16.

3. Оценить чувствительности $S^{f_p}_{x_i}$, $S^{f_z}_{x_i}$, $S^{M}_{x_i}$ и производную $\partial b_1/\partial x_i$ по формулам табл. 1.16.

4. Определить погрешность реализации ФНЧ

$$\Delta T=M\left[(\Delta b_1)\,p+\omega_p\right]/(p+\omega_p);$$

$$\Delta b_1=\sum_i(\partial b_1/\partial x_1)\,x_i\delta x_i\,.$$

Таблица 1.16

Основные расчетные соотношения

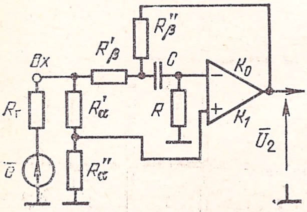
Параметр x_i	Расчетные формулы	Чувствительность (для амплитудного корректора и фазового звена)			Производная (для ФНЧ)
		$S^{f_p}_{x_i}$	$S^{f_z}_{x_i}$	$S^{M}_{x_i}$	$\partial b_1/\partial x_i$
b	$1/(\omega_p RC)$	—	—	—	—

Окончание табл. 1.16

Параметр x_i	Расчетные формулы	Чувствительность (для амплитудного корректора и фазового звена)			Производная (для ФНЧ)
		$S^{f_p}_{x_i}$	$S^{f_z}_{x_i}$	$S^{M}_{x_i}$	$\partial b_1/\partial x_i$
b_1	$f_p/f_z < 1$ — амплитудный корректор; 0 — ФНЧ; —1 — фазовое звено	—	—	—	—
r_β	$0{,}2\,(R'_\beta + R''_\beta)$	0	0	0	0
K_0	$b\,[1 + M\,(1 - b_0)] - 1 - r_\beta/R$	-1	$-1-(1-\beta_0)/(\alpha b\, b_1)$	1	$(1-\beta_0) \times \beta_0/(\alpha b^2)$
α	M/K_1	—	—	—	—
R'_α	$(1-\alpha)\,(R'_\alpha + R''_\alpha)$	$(1-\beta_0) \times (1-\alpha)/(\alpha b\, b_1)$	$(1-\beta_0) \times (1-\alpha)/(\alpha b\, b_1)$	$\alpha - 1$	$(\beta_0 - 1)/bR''_\alpha$
R''_α	$\alpha\,(R'_\alpha + R''_\alpha)$	0	$(\beta_0 - 1) \times (1-\alpha)/(\alpha b\, b_1)$	$1-\alpha$	$(1-\beta_0) \times (1-\alpha)/((\alpha b R''_\alpha)$
β_0	$(b - 1 - r_\beta/R)/\lvert K_0 \rvert$	—	—	—	—
R'_β	$\beta_0\,(R'_\beta + R''_\beta)$	$\beta_0 - 1$	$(\beta_0 - 1)/[1 + 1/(\alpha b\, b_1)]$	0	$(1-\beta_0)/(\alpha b\, R'_\beta)$
R''_β	$(1-\beta_0)\,(R'_\beta + R''_\beta)$	$1-\beta_0$	$(1-\beta_0)/[1 + 1/(\alpha b\, b_1)]$	0	$-\beta_0/(\alpha b R'_\beta)$
R	—	-1	-1	0	0
C	—	-1	-1	0	0

Таблица 1.15

ARC-звено первого порядка (модель 3)

Схема	Передаточные функции и их параметры
	$T(p)=\dfrac{\bar{U}_2}{\bar{e}}=M\,\dfrac{b_1p+\omega_p}{p+\omega_p}$; Варианты: амплитудный корректор $T(p)=M\,\dfrac{\omega_p}{\omega_z}\,\dfrac{p+\omega_z}{p+\omega_p}$; ФНЧ $T(p)=M\,\dfrac{\omega_p}{p+\omega_p}$; фазовое звено $T(p)=M\,\dfrac{\omega_p-p}{\omega_p+p}$; $\tau_0=RC$; $\omega_p=1/(\tau_0 b)$; $b=1+\beta_0\mid K_0\mid+r_\beta/R$; $\omega_z=\omega_p/b_1$; $b_1=1-(1-\beta_0)\mid K_0\mid/(\alpha b K_1)$; $\alpha=R''_\alpha/(R''_\alpha+R'_\alpha)$; $M=\alpha K_1$; $R_\Gamma\ll R'_\beta+R''_\beta$; $R_\Gamma\ll R'_\alpha+R''_\alpha$

Последовательность расчета:

1. Выбрать R, C, схемы усилителей K_0, K_1, суммы $R'_\beta+R''_\beta$ и $R'_\alpha+R''_\alpha$.

2. Рассчитать параметры b, b_1, r_β, $\mid K_0\mid$, α, R'_α, R''_β, β_0, R'_β, R_β по формулам табл. 1.16.

3. Оценить чувствительности $S^{f_p}_{x_i}$, $S^{f_z}_{x_i}$, $S^{M}_{x_i}$ и производную $\partial b_1/\partial x_i$ по формулам табл. 1.16.

4. Определить погрешность реализации ФНЧ

$$\Delta T=M\left[(\Delta b_1)\,p+\omega_p\right]/(p+\omega_p);$$

$$\Delta b_1=\sum_i(\partial b_1/\partial x_1)\,x_i\delta x_i.$$

Таблица 1.16

Основные расчетные соотношения

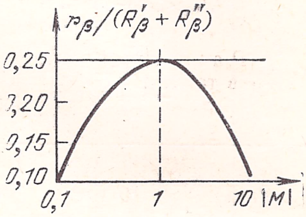
Параметр x_i	Расчетные формулы	Чувствительность (для амплитудного корректора и фазового звена)			Производная (для ФНЧ)
		$S^{f_p}_{x_i}$	$S^{f_z}_{x_i}$	$S^{M}_{x_i}$	$\partial b_1/\partial x_i$
b	$1/(\omega_p RC)$	—	—	—	—

Окончание табл. 1.16

Параметр x_i	Расчетные формулы	Чувствительность (для амплитудного корректора и фазового звена)			Производная (для ФНЧ)
		$S^{f_p}_{x_i}$	$S^{f_z}_{x_i}$	$S^{M}_{x_i}$	$\partial b_1/\partial x_i$
b_1	$f_p/f_z < 1$—амплитудный корректор; 0—ФНЧ; —1—фазовое звено	—	—	—	—
r_β	$0{,}2\,(R'_\beta + R''_\beta)$	0	0	0	0
K_0	$b\,[1 + M\,(1 - b_0)] - 1 - r_\beta/R$	-1	$-1-(1-\beta_0)/(\alpha b\,b_1)$	1	$(1-\beta_0)\times\beta_0/(\alpha b^2)$
α	M/K_1	—	—	—	—
R'_α	$(1-\alpha)\,(R'_\alpha + R''_\alpha)$	$(1-\beta_0)\times(1-\alpha)/(\alpha b\,b_1)$	$(1-\beta_0)\times(1-\alpha)/(\alpha b\,b_1)$	$\alpha - 1$	$(\beta_0 - 1)/bR''_\alpha$
R''_α	$\alpha\,(R'_\alpha + R''_\alpha)$	0	$(\beta_0 - 1)\times(1-\alpha)/(\alpha b\,b_1)$	$1-\alpha$	$(1-\beta_0)\times(1-\alpha)/(\alpha b R''_\alpha)$
β_0	$(b - 1 - r_\beta/R)/\lvert K_0\rvert$	—	—	—	—
R'_β	$\beta_0\,(R'_\beta + R''_\beta)$	$\beta_0 - 1$	$(\beta_0 - 1)/[1 + 1/(\alpha b\,b_1)]$	0	$(1-\beta_0)/(\alpha b\,R'_\beta)$
R''_β	$(1-\beta_0)\,(R'_\beta + R''_\beta)$	$1-\beta_0$	$(1-\beta_0)/[1 + 1/(\alpha b\,b_1)]$	0	$-\beta_0/(\alpha b R'_\beta)$
R	—	-1	-1	0	0
C	—	-1	-1	0	0

Таблица 1.17

Рекомендации по выбору элементов $R'_\beta + R''_\beta$ и $R'_\alpha + R''_\alpha$

Схема	Условия	График для выбора отношения $r_\beta/(R'_\beta + R''_\beta)$
Табл. 1.11	$R'_\beta + R''_\beta > R_{\text{вх.зв}}$; $(R'_\beta + R''_\beta) \parallel R_{\text{н.зв}} > R_{\text{н ОУ}}$;	
Табл. 1.13	$(R'_\beta + R''_\beta) \parallel R_{\text{н.зв}} > R_{\text{н ОУ}}$; $(R'_\alpha + R''_\alpha) \parallel (R'_\beta + R''_\beta) > R_{\text{вх.зв}} \gg R_{\text{г}}$;	
Табл. 1.15	$(R'_\beta + R''_\beta) \parallel R_{\text{н.зв}} > R_{\text{н ОУ}}$; $(R'_\alpha + R'_\alpha) \parallel (R'_\beta + R''_\beta) > R_{\text{вх.зв}} \gg R_{\text{г}}$	

вающим значение b. Окончательная проверка $\Delta U_{\text{вхх0}}$ и D для выбранной схемы усилителя на принятом типе ОУ и рассчитанного значения K_0 производится по формулам (1.3) или табл. 1.6 и 1.7: $|\Delta U_{\text{вых0}}| = |K_0 \Delta U_{\text{вх0}}|$ — и по табл. 1.5, шаг 11, где в качестве K_0 следует использовать коэффициент плоского усиления M. На этом расчет схемы завершается.

Результаты проектирования показывают, что удается реализовать $b = 10 \div 30$ при удовлетворительных характеристиках нестабильности $\Delta U_{\text{вых}}$, D, δf_p, δf_z и δM.

В современных ОУ имеется возможность с помощью балансировки устранить начальное смещение нуля и в дальнейшем его не учитывать.

Для оценки нестабильности параметров реализуемых функций используются приводимые в табл. 1.12, 1.14 и 1.16 выражения для чувствительностей.

Рекомендации по выбору усилителей. Усилители K_0 должны иметь малый дрейф нуля ($\varkappa_T^E$см — не более 10—30 мкВ/°С) и большое входное сопротивление (более 10 МОм). Ограниченность коэффициента усиления и частотного диапазона ОУ для рассматриваемых схем не играет роли и в дальнейшем не учитывается.

Для реализации усилителей со стабилизированным конечным усилением (как дифференциальных, так и недифференциальных) рационально применять ОУ К284УД1 с последовательной обратной связью по схеме, приведенной в табл. 1.6. При отсутствии указанного ОУ рекомендуется схема, представленная в табл. 1.7. В обеих схемах внешняя коррекция в ОУ вводится из условия $K_{0\min} = 1/\beta_0$. Значение β_0 вычисляется при расчете звеньев; значения $C_{\text{кор}}$ и $f_{\text{у0}}$ определяются путем интерполяции (см. табл. 1.3). Граничная частота полосы пропускания усилителя K_0 с такой коррекцией

$$f_{K_0} \approx f_{\text{у0}}\, \mu_0 / K_0. \tag{1.10}$$

Рекомендации по применению схем. Для реализации передаточной функции $T(p) = Mp/(p + \omega_p)$, как правило, рекомендуется применять схему, приведенную в табл. 1.11.

Схема, которая приведена в табл. 1.13, используется для реализации простейших амплитудных корректоров с передаточными функциями $T(p) = M \dfrac{\omega_p}{\omega_z} \dfrac{p + \omega_z}{p + \omega_p}$, где $\omega_z < \omega_p$ либо $\omega_z > \omega_p$.

Приведенная в табл. 1.15 схема пригодна для реализации простейших амплитудных корректоров, ФНЧ и фазовых звеньев.

Выбор элементов резистивных сумматоров и делителей. Заданные входное сопротивление звена $R_{\text{вх.зв}}$, сопротивление нагрузки звена $R_{\text{н.зв}}$ и допустимое сопротивление нагрузки ОУ $R_{\text{н ОУ}}$ связаны с выбором параметров элементов резистивных сумматоров R'_β, R''_β и делителей R'_α, R''_α. Выбор отношения $r_\beta/(R'_\beta + R''_\beta)$ по заданному M производится по графику, приведенному в табл. 1.17.

Пример 1.4. Реализуем простейший ФВЧ с передаточной функцией $T(p) = Mp/(p + \omega_p)$, если $f_p = 0{,}1$ Гц и $M = 1$.

Дополнительные требования: $R_{\text{вх.зв}} \geqslant 10$ кОм; $R_{\text{н.зв}} = 10$ кОм; $R_\text{г} = 1$ кОм; $D \geqslant 30$ дБ в полосе частот 0,1—10 Гц; $T = -40 \div 40°$ С; $|U_{\text{вых 0 доп}}| = |\Delta U_{\text{вых 0 доп}}| \leqslant 0{,}4$ В.

Расчет. В соответствии с рекомендациями используем схему, приведенную в табл. 1.11.

1. Выбираем $R = 5{,}1$ МОм[1]; $C = 30$ нФ. Для усилителя выбираем схему на ОУ К284УД1Б в табл. 1.6. По табл. 1.17 проверяем, что при $R_{\text{н ОУ}} = 5{,}1$ кОм и $R'_\beta + R''_\beta = 1$ МОм $(R'_\beta + R''_\beta)||R_{\text{н.зв}} > R_{\text{н ОУ}}$; $r_\beta/(R'_\alpha + R''_\beta) = 0{,}25$. Вычисляем $b = 10{,}402$.

2. Вычисляем значения элементов и параметров звена: $r_\beta = 0{,}25$ МОм; $|K_0| = 19{,}755$; $\beta_0 = 0{,}473$; $R'_\beta = 473$ кОм; $R'_{\beta_0} = 472$ кОм; $R''_\beta = 527$ кОм.

3. Оцениваем коэффициенты чувствительности:

$$S^{f_p}_{|K_0|} = -1; \qquad S^{f_p}_{R'_{\beta_0}} = -0{,}526;$$

$$S^{M}_{R'_{\beta_0}} = -1; \qquad S^{f_p}_{R''_\beta} = 0{,}527; \qquad S^{f_p}_{R} = -1;$$

$$S^{f_p}_{C} = -1; \qquad S^{M}_{R''_\beta} = 1; \qquad S^{f_p}_{R_\text{г}} = 0; \qquad S^{M}_{R_\text{г}} = 0.$$

Элементы схемы усилителя равны: $R_1 = R_6 = 10{,}075$ кОм. По табл. 1.3 для $K_{0\,\min} = 1/\beta_0 \approx 2$ находим $C_{\text{кор}} = 2{,}4$ нФ; $f_{\text{уо}} = 10$ Гц; граничная частота полосы пропускания при $\mu_0 = 4 \cdot 10^4$ согласно (1.10) $f_{K_0} = 10 \cdot 4 \times 10^4/20 = 20 \cdot 10^3$ Гц $= 20$ кГц.

Находим $|U_{\text{вых0}}| = |K_0|\ 10$ мВ $= 200$ мВ $< |U_{\text{вых 0 доп}}|$. По табл. 1.6 осуществляем оценку дрейфа $\Delta U_{\text{вых0}}$. В нормальных условиях

$$|I_{\text{вх0}} + 0{,}5 I_{\text{вх.р}}| \approx (1 + 0{,}5 \cdot 0{,}3)\, I_{\text{вх0}}|_{20 °\text{С}} \approx 1 \text{ нА}.$$

$$\text{При } T = -40 °\text{С}\ \ \Delta I_{\text{вх0 вх.р}} \approx |\Delta I_{\text{вх0 вх.р}}|_{20 °\text{С}} \text{ и } |\Delta U_{\text{вых0}}|_{-40 °\text{С}} =$$

$$= |K_0| \left[\left| \varkappa_T^{E_{\text{смо}}} \Delta T \right| + (I_{\text{вх0}} + 0{,}5 I_{\text{вх.р}}) \big|_{20 °\text{С}} R_{(-)} \right] = 20\,[0{,}05 \cdot 60 + 1 \cdot 5{,}1] \approx 160 \text{ мВ}.$$

При $T = +40°$, полагая, что $(I_{\text{вх0}} + 0{,}5 I_{\text{вх.р}})$ удваивается при каждом увеличении температуры на 10° С по сравнению со значением при $T = 20°$, находим $(I_{\text{вх0}} + 0{,}5 I_{\text{вх.р}})|_{40° \text{С}} - (I_{\text{вх0}} + 0{,}5 I_{\text{вх.р}})|_{20° \text{С}} = 4 - 1 = 3$ нА, по табл. 1.6 определяем

$$|\Delta U_{\text{вых0}}|_{+40 °\text{С}} = |K_0| \left[\left| \varkappa_T^{E_{\text{смо}}} \Delta T \right| + \Delta (I_{\text{вх0}} + 0{,}5 I_{\text{вх.р}}) |_{\Delta T = 20 °\text{С}} R_{(-)} \right] =$$

$$= 20\,(0{,}05 \cdot 20 + 3 \cdot 5{,}1) = 320 \text{ мВ}.$$

---

[1] См. сноску на с. 23—24.

Ожидаемый динамический диапазон в полосе 0,1—10 Гц. Напряжение шумов ОУ (см. подразд 1.1) $U_{шОУ} \approx 18$ мкВ; максимальное неискаженное выходное напряжение ОУ (см. табл. 1.2) $U_{вых \cdot пр} = 4{,}2$ В; напряжение шума сопротивлений $R + r_\beta = 5350$ кОм в полосе $\Delta f = 0{,}01$ кГц $U_{шR} = 0{,}13 \sqrt{R \Delta f} = 0{,}13 \sqrt{5350 \cdot 0{,}01} = 0{,}13 \cdot 7{,}3 = 0{,}95 \approx 1$ мкВ (R — в кОм; Δf — в кГц). Суммарное шумовое напряжение на входе ОУ $U_{ш\Sigma} = \sqrt{U^2_{шОУ} + U^2_{шR}} \approx U_{шОУ}$; динамический диапазон $D = 20 \lg (4{,}2 \cdot 10^6/18) = 107$ дБ[1].

Пример 1.5. Реализуем фазовое звено с передаточной функцией $T(p) = M[(\omega_p - p)/(\omega_p + p)]$, где $M = 1$; $\omega_p = 2\pi f_p$; $f_p = 1$ Гц. Дополнительные требования: $R_{вх \cdot зв} \geqslant 5$ кОм; $R_{н \cdot зв} = 5$ кОм; $R_г = 4$ кОм; $R \leqslant 1$ Мом; $C \leqslant 10$ нФ.

Расчет. Выбираем схему, которая приведена в табл. 1.15. По табл. 1.8 коэффициент $b_1 = -1$. Вычисления ведем по формулам табл. 1.16.

1. Как и в предыдущем примере, для усилителя выбираем схему табл. 1.6. По табл. 1.17 выбираем $R'_\beta + R''_\beta = 20$ кОм; $R'_\alpha + R''_\alpha = 20$ кОм; условия табл. 1.17 выполняются. Выбираем элементы $R = 1$ МОм; $C = 10$ нФ. Вычисляем $b = 15{,}916$.

2. Вычисляем значения элементов и параметров звена: $r_\beta = 4$ кОм; $|K_0| = 46{,}74$; $\alpha = 0{,}0209$; $R'_\alpha = 19{,}581$ кОм; $R''_\alpha = 0{,}419$ кОм; $\beta_0 = 0{,}319$; $R'_\beta = 6{,}381$ кОм; $R''_\beta = 13{,}619$ кОм.

---

[1] В широкой полосе частот может превалировать тепловой шум сопротивления R. Например, при $\Delta f = 10$ кГц и $R = 5$ МОм напряжение $U_{шR} = 30$ мкВ.

Раздел 2

Принципы проектирования сложных *ARC*-схем

2.1. ЗАДАЧА АППРОКСИМАЦИИ. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ПО ВЫБОРУ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ

Задача конструирования передаточной функции решается с помощью графиков, таблиц и формул, помещенных в разд. 3, по следующему плану. По условиям проекта выбирается вид передаточной функции. Соображения по выбору передаточных функций излагаются ниже. Затем определяются сложность (порядок) передаточной функции, ее нули и полюсы, причем сложность оценивается с помощью графиков или формул, а нули и полюсы выписываются из таблиц.

Существенно подчеркнуть, что представленные в справочнике решения аппроксимационных задач являются оптимальными в том или ином смысле. Применительно к фильтровым задачам это означает, что передаточные функции данного вида обеспечивают при заданном порядке, требованиях к неравномерности АЧХ и дополнительных условиях, специфичных для каждого вида фильтров, максимальное затухание в полосе задерживания.

Выбор передаточной функции при проектировании цепи — ответственная творческая задача, решение которой определяется условиями проекта. При этом на выбор функции оказывают влияние не только требования к виду воспроизводимых характеристик, но и технические, экономические и эксплуатационные условия. Формальная процедура выбора передаточной функции неизвестна, поэтому в таких условиях можно лишь дать несколько ориентирующих рекомендаций.

Если требования предъявляются только к АЧХ и не являются жесткими по условиям селективности и стабильности, удобно использовать полиномиальные чебышевские передаточные функции. Для их реализации применяются простейшие звенья, число которых меньше, чем у любых иных полиномиальных фильтров.

Полиномиальные системы целесообразно использовать и в тех случаях, когда требуется высокая асимптотическая крутизна затухания в полосе задерживания и в этой полосе недопустимы минимумы затухания. В таких условиях лучшими снова оказываются чебышевские полиномиальные передаточные функции — при заданном числе звеньев они обеспечивают наилучшую селективность.

Фазовые характеристики чебышевских фильтров заметно отличаются от линейных, а переходные имеют большие выбросы. В задачах, где эти характеристики имеют значение, предпочтительнее фильтры Баттерворта. Для обеспечения этой же селективности в них требуется большее число звеньев.

При заданных требованиях к селективности и сложности лучшими по стабильности из полиномиальных являются передаточные функции оптимальных фильтров с пониженной добротностью полюсов. Соответствующие передаточные функции целесообразно применять, когда чебышевские решения дают большие запасы по затуханию и (или) для них трудно обеспечить выполнение требований по стабильности характеристик.

В тех случаях, когда изменения затухания в полосах пропускания и задерживания желательно иметь монотонными и при этом требуется обеспечить максимальную избирательность при заданной сложности, целесообразно применять передаточные функции Лежандра. В таких условиях они оптимальны.

Если на вид характеристик затухания в полосе задерживания не налагаются специальные условия и допустимо применение несколько более сложных звеньев с усложненной настройкой, используются передаточные функции Золотарева (Золотарева—Кауэра) и инверсные чебышевские. Первые из них при заданной селективности оптимальны по числу звеньев, вторые, имея в полосе пропускания монотонную характеристику затухания, обеспечивают воспроизведение характеристик с повышенной стабильностью. Эти же передаточные функции являются едва ли не основными при проектировании фильтров с управляемыми характеристиками.

При жестких требованиях к АЧХ и ФЧХ используются полиномиальные передаточные функции Бесселя, функции Бесселя с нулями передачи и передаточные функции оптимальных полиномиальных фильтров с линейной фазой. При этом следует иметь в виду, что полиномиальные передаточные функции Бесселя в фильтровых задачах применяются сравнительно редко из-за низкой селективности характеристик.

Применение других типов передаточных функций фильтров, приводимых в справочнике, однозначно связано с постановкой задачи.

В отношении передаточных функций линий задержки (ЛЗ) следует лишь указать, что оптимальными по числу звеньев являются функции с чебышевскими характеристиками группового времени замедления. В задачах, где требуются монотонный характер этих зависимостей и повышенная стабильность, следует применять передаточные функции Бесселя.

2.2. ЗАДАЧА РЕАЛИЗАЦИИ

Реализация передаточных функций, обеспечивающих необходимые частотные либо временные характеристики, чаще всего осуществляется по методу каскадно-развязанного включения звеньев первого, второго, а иногда и третьего порядков. В последнее время реализацию осуществляют в целом, без расчленения схемы на части. Каскадно-развязанная реализация удобна по ряду соображений, так как позволяет использовать унифицированные блоки-звенья, выполненные, например, в виде микросхем. Расчеты звеньев просты, удобна и наглядна настройка звеньев и устройства в целом.

Реализация в целом (некаскадная) может оказаться экономнее по числу пассивных и активных приборов, количеству потребляемой энергии. Это в свою очередь позволяет уменьшить массу и габаритные размеры устройства, удешевить его, что особенно важно при выпусках больших серий. В ряде случаев, например при использовании лестничных схем с гираторами, некаскадные реализации обеспечивают высокую стабильность частотных характеристик, превосходящую стабильность каскадных схем.

Каскадно-развязанная реализация. При такой реализации передаточная функция должна быть представлена в виде произведения сомножителей первого и второго порядков:

$$T(p) = \prod_i \frac{b_{i1} p + b_{i0}}{p + a_{i0}} \prod_j \frac{b_{j2} p^2 + b_{j1} p + b_{j0}}{p^2 + a_{j1} p + a_{j0}} .$$

Подобное представление сомножителей неоднозначно, так как каждый из них можно домножить на постоянный множитель. Произведение этих множителей должно быть равно единице.

Следует помнить, что при каскадно-развязанной реализации имеют значение:

выбор постоянных множителей;

компоновка передаточных функций звеньев или, как принято говорить, компоновка полюсно-нулевых пар;

последовательность включения звеньев.

Эти обстоятельства при прочих равных условиях влияют на шумы схемы и ее динамический диапазон. Рекомендации по данному вопросу содержатся в подразд. 2.8.

Передаточные функции и частотные характеристики звеньев второго порядка. В зависимости от конструкции числителя передаточные функции и реализующие их звенья подразделяются в соответствии с табл. 2.1.

Таблица 2.1

Виды передаточных функций второго порядка и типы звеньев

Вид передаточной функции	$\frac{b_0}{p^2+a_1p+a_0}$	$\frac{b_2p^2}{p^2+a^2p+a_0}$	$\frac{b_1p}{p^2+a_1p+a_0}$
Наименование звена	НЧ — низкочастотное	ВЧ — высокочастотное	П — полосовое

Продолжение

Вид передаточной функции	$\frac{b_2p^2+b_0}{p^2+a_1p+a_0}$, $b_i > 0$	$\frac{b_2p^2+b_1p+b_0}{p^2+a_1p+a_0}$	$M\ \frac{p^2-a_1p+a_0}{p^2+a_1p+a_0}$	$\frac{b_2p^2+b_1p+b_0}{p^2+a_1p+a_0}$
Наименование звена	Р — режекторное (дробное звено, звено с нулем передачи)	К — корректирующее	Ф — фазовое	БИКВАД — реализующее передаточную функцию 2-го порядка общего вида

Примерные характерные графики АЧХ и ФЧХ указанных звеньев представлены в табл. 2.2. При чтении графиков следует иметь в виду форму представления передаточной функции через специальные параметры полюсов (нулей) — добротность $Q_{p(z)}$ $(d = Q^{-1})$ и частоту $\omega_{p(z)}$:

$$T(p) = M\,(p^2 + d_z\,\omega_z\,p + \omega_z^2)/(p^2 + d_p\,\omega_p\,p + \omega_p^2).$$

Связь этих параметров с особенностями функции $T(p)$ иллюстрируется рис. 2.1, где указана дислокация пары комплексно-сопряженных полюсов. Если полюс $p_k = \sigma_k + j\omega_k$, то

$$Q_p = \sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2}/2\sigma_k = 0{,}5\,(\sin\varphi^\circ)^{-1};\quad \omega_p = \sqrt{\sigma_k^2 + \omega_k^2}.$$

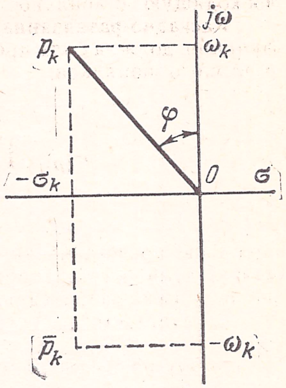


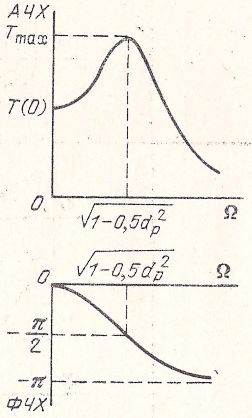
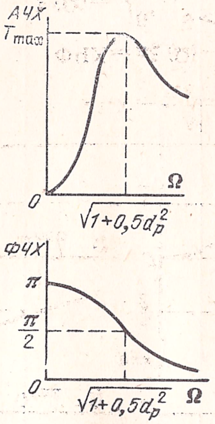
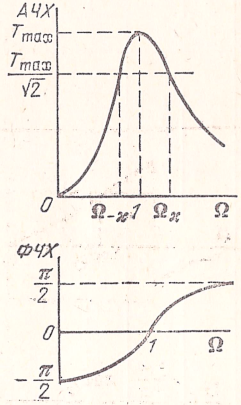
Рис. 2.1. Дислокация пары комплексно-сопряженных полюсов

Связь с параметрами частотных характеристик отражена в табл. 2.2. В ней представлены наиболее характерные частотные зависимости. Для звеньев типов К и БИКВАД зависимости не приведены из-за их большого разнообразия. Для качественного ориентирования в этом вопросе удобны характеристики АЧХ Р-звена. Если добротности нуля и полюса БИКВАД достаточно велики, то его АЧХ напоминают АЧХ Р-звена с той лишь разницей, что АЧХ БИКВАД будет иметь минимум, не равный нулю.

При проведении расчетов и измерений иногда удобно пользоваться представлением частотных характеристик в виде формул, помещенных в табл. 2.3.

Таблица 2.2

Частотные характеристики звеньев

Наименование	НЧ	ВЧ	П
Графики частотных характеристик			
Расчетные формулы	АЧХ= $=\dfrac{T(0)}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2+(d_p\,\Omega)^2}}$, ФЧХ$=-\operatorname{arctg}[d_p\,\Omega/(1-\Omega^2)]$	АЧХ$=\dfrac{T(\infty)\,\Omega^2}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2+(d_p\,\Omega)^2}}$; ФЧХ$=\pi-\operatorname{arctg}[d_p\,\Omega/(1-\Omega^2)]$	АЧХ$=\dfrac{\widetilde{b}_1}{\sqrt{(1/\Omega-\Omega)^2+d_p{}^2}}$; ФЧХ$=\pi/2-$ $-\operatorname{arctg}\lvert d_p^{-1}\,(\Omega-1/\Omega)\rvert$;
Пояснения к формулам	$T_{max}=T(0)/d_p$; $\Omega=\omega/\omega_p$; $T(0)=b_0/\omega_p^2$	$T_{max}\approx T(\infty)/d_p$; $T(\infty)=b_2$	$\Omega_{\varkappa}-\Omega_{\varkappa}=d_p$; $T_{max}=\widetilde{b}_1/d_p$; $\widetilde{b}_1=b_1/\omega_p$

Окончание табл. 2.2

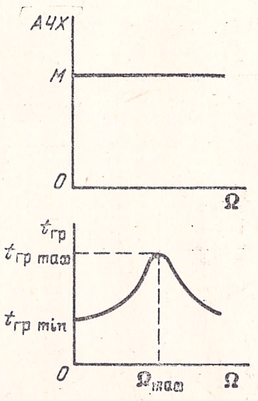
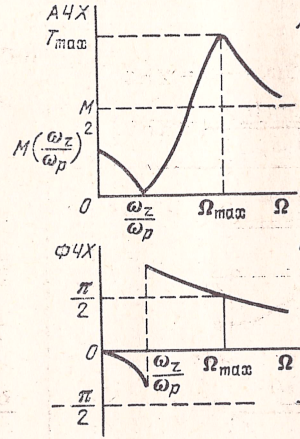
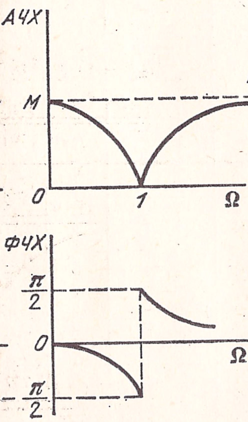
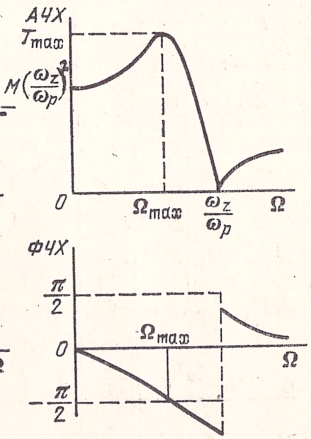
Ф	Р
	  
АЧХ $= M$; $t_{гр} = \dfrac{2d_p\,(1+\Omega^2)}{(1-\Omega^2)^2+(d_p\,\Omega)^2}$	АЧХ $= \dfrac{M\,\lvert(\omega_z/\omega_p)^2-\Omega^2\rvert}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2+(d_p\,\Omega)^2}}$; ФЧХ $= \pi\xi\,(\Omega) - \operatorname{arctg}\,[d_p\,\Omega/(1-\Omega^2)]$, $\xi\,(\Omega) = \begin{cases} 0, & 0<\Omega<\omega_z/\omega_p; \\ 1, & \omega_z/\omega_p<\Omega<\infty \end{cases}$
$t_{гр\,min} = 2d_p$; при $d_p \ll 1$ $t_{гр\,max} \approx 4/d_p$; $\Omega_{max} \simeq 1$	$\Omega_{max} \approx 1$; при $d_p \ll 1$ $T_{max} \approx \dfrac{M}{d_p}\,\lvert(\omega_z/\omega_p)^2-1\rvert$

Таблица 2.3

Формулы для расчета АЧХ и ФЧХ различных типов звеньев

Наименование	НЧ	ВЧ	П	БИКВАД
АЧХ	$\frac{\omega_p}{\omega}\frac{T(0)}{\sqrt{d_p^2+X^2}}$	$\frac{\omega}{\omega_p}\frac{T(\infty)}{\sqrt{d_p^2+X^2}}$	$\frac{T_{\max}d_p}{\sqrt{d_p^2+X^2}}$	$M_0\sqrt{\frac{d_z^2+X_z^2}{d_p^2+X^2}}$
ФЧХ	$-\pi/2-\mathrm{arctg}(X/d_p)$	$\pi/2-\mathrm{arctg}\,(X/d_p)$	$-\mathrm{arctg}\,(X/d_p)$	$\mathrm{arctg}\,(X_z/d_z)-$ $-\mathrm{arctg}\,(X/d_p)$
Пояснения к формулам	$T\,(0)$ — значение АЧХ при $\omega=0$	$T\,(\infty)$ — значение АЧХ при $\omega=\infty$	$T_{\max}$ — значение АЧХ при $\omega=\omega_p$	$M_0=\sqrt{T\,(0)\,T\,(\infty)}$; $X_z=\omega/\omega_z-\omega_z/\omega$
	Во всех формулах $X=\omega/\omega_p-\omega_p/\omega$			

2.3. ОЦЕНКА СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

При воздействии дестабилизирующих факторов (температуры, влажности, радиации, старения) изменяются значения параметров элементов. Такие же изменения (отклонения от номиналов) могут происходить по технологическим причинам, из-за чего вместо желаемой может быть другая характеристика. Если отклонения значений параметров элементов от номинальных относительно невелики, то достаточно просто на каждой частоте либо в каждый момент времени оценить абсолютные и относительные отклонения характеристики. Сущность изложенного состоит в следующем. Дестабилизирующий фактор x отклоняется от своего номинального значения x_0 на значение $\Delta x = x_0 - x$. По этой причине параметр любого элемента l_i отклонится от своего номинального значения l_{i0} на $\Delta l_i = l_{i0} - l_i$.

В результате изменения значений параметров элементов изменяются и коэффициенты схемной функции D_i на значения $\Delta D_i = D_{i0} - D_i$, что в свою очередь приводит к изменению характеристики цепи $C\,(\theta)$ на $\Delta C\,(\theta)$. Аргумент θ в зависимости от конкретного содержания задачи может иметь смысл времени, частоты, комплексной частоты и т. д.

Соответствующие формулы имеют вид:

$$\Delta C=\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{p}\frac{\partial C}{\partial D_i}\,\frac{\partial D_i}{\partial l_j}\,\frac{\partial l_j}{\partial x}\,\Delta x; \tag{2.1}$$

$$\delta C=\frac{\Delta C\,(\theta)}{C_0\,(\theta)}=\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{p}\frac{\partial C}{\partial D_i}\,\frac{\partial D_i}{\partial l_j}\,\frac{D_{j0}}{C_0}\,\frac{l_{j0}}{D_{i0}}\,\frac{\Delta l_j}{l_{j0}} \tag{2.2}$$

В последней формуле применяется обозначение $\Delta l_i = \frac{\partial l_i}{\partial x}\,\Delta x$. Приведенные соотношения, приближенные, но тем более точные, чем меньше Δx. Кроме того, очень важно иметь в виду, что

1) $\partial C/\partial D_i$ определяются только свойствами схемной функции и следовательно, зависят от решения задачи аппроксимации;

2) $\partial D_i/\partial l_j$ полностью определяются выбранной схемой цепи и в частности, схемой звена;

3) $\partial l_j/\partial x$ определяются физико-технологическими свойствами элементов цепи;

4) Δx определяется условиями эксплуатации.

В задачах проектирования вместо производных используются функции (коэффициенты) чувствительности

$$S_{D_i}^{C}=\frac{\partial C}{\partial D_i}\,\frac{D_{i0}}{C_0}\,;\quad S_{l_j}^{D_i}=\frac{\partial D_i}{\partial l_j}\,\frac{l_{j0}}{D_{i0}}\,.$$

Они являются коэффициентами пропорциональности в соотношениях, связывающих относительные изменения C (D) с относительными изменениями D (l). Например, $\partial C/C_0 = S_{D_i}^{C}\,(\partial D_i/D_{i0})$ или $\delta C \approx S_{D_i}^{C}\,(\Delta D_i/D_{i0})$. При использовании функций чувствительности формула (2.2) принимает вид

$$\delta C = S_{D_1}^{C}\,S_{l_1}^{D_1}\,\delta l_1 + \ldots + S_{D_m}^{C}\,S_{l_1}^{D_m}\,\delta l_1 + \ldots + S_{D_1}^{C}\,S_{l_p}^{D_1}\,\delta l_p + + \ldots + S_{D_m}^{C}\,S_{l_p}^{D_m}\,\delta l_p. \qquad (2.3)$$

Проектирование ARC-схемы должно вестись так, чтобы при воспроизведении требуемых характеристик обеспечивались заданные условия на стабильность характеристик, причем последняя оценивается величиной $\Delta C\,(\theta)$ либо $\delta C\,(\theta)$. В тех случаях когда условия по стабильности не выполняются, приходится принимать ряд мер, вытекающих из рассмотренного выше материала:

уменьшать $\partial l/\partial x$ и Δx, что достигается с помощью специальных высокостабильных элементов, комплексными «тренировками» элементов, уменьшающими эффект старения, применением мер защиты: влагозащиты, радиационной защиты, термостатированием и т. д.;

уменьшать $|S_{D_i}^{C}|$ и $|S_{l_i}^{D}|$. Первые из них могут быть уменьшены на этапе аппроксимации при конструировании передаточных функций. Один из таких способов заключается в конструировании функций $T\,(p)$ с пониженной добротностью нулей и полюсов. Вторые минимизируются за счет рационального выбора структуры цепи и значений параметров элементов;

использовать идеи компенсации, специальным образом обеспечивая знаки слагаемых в выражении (2.3) так, чтобы одни слагаемые компенсировали другие. Это удается реализовать за счет специального построения структур ARC-схем, а также подбора величин и знаков коэффициентов влияния элементов, например, TKR и TKC.

2.4. РАСЧЕТ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Расчет нестабильности частотных характеристик удобнее всего выполнять на ЭВМ, используя стандартное математическое обеспечение. Если такая возможность отсутствует, для расчета стабильности частотных характеристик звеньев можно рекомендовать следующую графоаналитическую методику с привлечением простейших инженерных калькуляторов.

При расчете стабильности частотных характеристик используются: $\delta\,|T| = \Delta|T|/|T_0|$ — относительное отклонение АЧХ в контролируемом диапазоне частот либо в наиболее «опасных» точках этого диапазона; Δb — отклонение рабочей фазы на тех же частотах; $\Delta t_{\text{гв}}$ — отклонение группового времени замедления на тех же частотах; $\Delta r\,(t)$ — отклонение реакции цепи на некоторое воздействие в контролируемом временнóм интервале либо в «опасных» точках этого интервала.

Часто вместо относительного отклонения АЧХ удобно использовать абсолютное отклонение логарифмической АЧХ (усиление либо затухание, что при малых отклонениях практически эквивалентно) в соответствии с формулой $\Delta A \approx \delta\ |T|$.

При каскадно-развязанном включении звеньев второго порядка с передаточными функциями

$$T_i(p) = M_i\left[(p^2 + d_{zi}\,\omega_{zi}\,p + \omega_{zi}^2)/(p^2 + d_{pi}\,\omega_{pi}\,p + \omega_{pi}^2)\right]$$

абсолютное отклонение логарифмической АЧХ (усиления A)

$$\Delta A = \sum_{i=1}^{N_з}\sum_{j=1}^{n_i}\left(S^{M_i}_{l_{ij}} + S^{A_{fi}}_{d_{zi}} S^{d_{zi}}_{l_{ij}} + S^{A_{fi}}_{\omega_{zi}} S^{\omega_{zi}}_{l_{ij}} - S^{A_{vi}}_{d_{pi}} S^{d_{pi}}_{l_{ij}} - S^{A_{vi}}_{\omega_{pi}} S^{\omega_{pi}}_{l_{ij}}\right)\delta l_{ij}^{1)}, \qquad (2.4)$$

где $N_з$ — число звеньев; n_i — число элементов в i-м звене;

$$A_{fi} = \ln\left|-\omega^2 + \mathrm{j}d_{zi}\,\omega_{zi}\,\omega + \omega_{zi}^2\right|; \quad A_{vi} = \ln\left|-\omega^2 + \mathrm{j}d_{pi}\,\omega_{pi}\,\omega + \omega_{pi}^2\right|.$$

Нестабильность ФЧХ

$$\Delta b = \sum_{i=1}^{N_з}\sum_{j=1}^{n_i}\left(\overline{S}^{\arg \dot A_{fi}}_{d_{zi}} S^{d_{zi}}_{l_{ij}} + \overline{S}^{\arg \dot A_{fi}}_{\omega_{zi}} S^{\omega_{zi}}_{l_{ij}} - \overline{S}^{\arg \dot A_{vi}}_{d_{pi}} S^{d_{pi}}_{l_{ij}} - \overline{S}^{\arg A_{vi}}_{\omega_{pi}} S^{\omega_{pi}}_{l_{ij}}\right)\delta l_{ij}, \qquad (2.5)$$

где $\dot A_{fi} = \ln(-\omega^2 + \mathrm{j}d_{zi}\,\omega_{zi}\,\omega + \omega_{zi})$,

$$A_{vi} = \ln(-\omega^2 + \mathrm{j}d_{pi}\,\omega_{pi}\,\omega + \omega_{pi}^2),$$

$$\overline{S}^{\arg \dot A}_{y} = (\partial \arg \dot A/\partial y)\,y.$$

На рис. 2.2 и 2.3 приведены зависимости S^A_d и S^A_ω для типовых значений d в нормированной шкале частот $\Omega = \omega/\omega_{норм}$, где $\omega_{норм}$ — нормирующая частота, равная ω_p или ω_z. Зависимости $\overline{S}^{\arg \dot A}$ при том же частотном нормировании представлены на рис. 2.4 и 2.5. Таким образом, при необходимости любая зависимость $S^{A_{fi}}$, $S^{A_{vi}}$, $\overline{S}^{\arg \dot A_{fi}}$, $\overline{S}^{\arg \dot A_{vi}}$ может быть приближенно воспроизведена по кривым рис. 2.2—2.5 путем интерполяции и перенормировании шкал частот.

Примечание. При использовании формул (2.4) и (2.5) следует иметь в виду, что δl_{ij} может иметь смысл не только относительного отклонения параметров элементов от номинального значения, но и относительного отклонения любых параметров схемы, например площади усиления активного элемента, его граничной частоты, входного сопротивления, постоянной времени и т. д.

Для того чтобы рассчитать ΔA либо Δb, необходимо еще определить коэффициенты S^d_l и S^ω_l для всех элементов. Напомним, что это действительно коэффициенты, а не функции; их буквенные выражения приведены в каталогах схем звеньев. После подстановки в эти формулы числовых значений параметров элементов коэффициенты превращаются в числа, выполняющие роль весовых множителей в (2.4) и (2.5.)

В тех случаях, когда в состав каскадного соединения входит звено или несколько звеньев первого порядка с передаточными функциями вида $M_i\ [\ (p +$

---

1) В большинстве задач девиация плоского уровня, определяемая изменением коэффициентов M_i, во внимание не принимается. В этих случаях слагаемое $S^{M_i}_{l_{ij}}$ в (2.4) можно опускать.

$+ b_{i0})/(p + a_{i0})]$, в (2.4) и (2.5) необходимо ввести дополнительные слагаемые

$$\left(S_{b_{i0}}^{A_{fi}} S_{l_{ij}}^{b_{i0}} - S_{a_{i0}}^{A_{vi}} S_{l_{ij}}^{a_{i0}}\right) \delta l_{ij} \text{ и } \left(\overline{S}_{b_{i0}}^{\arg \dot{A}_{fi}} S_{l_{ij}}^{b_{i0}} - S_{a_{i0}}^{\arg \dot{A}_{vi}} S_{l_j}^{a_{i0}}\right) \delta l_{ij}. \qquad (2.6)$$

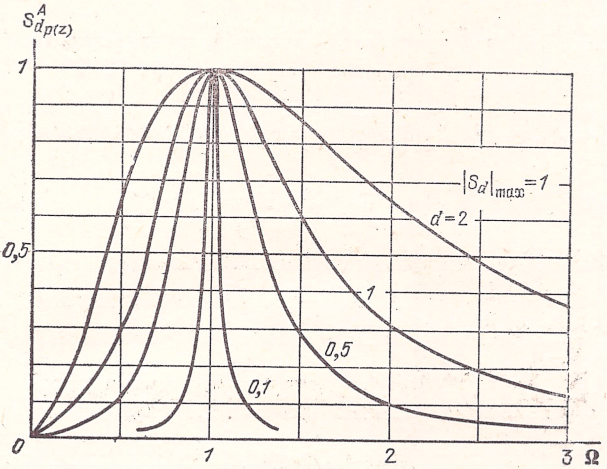


Рис. 2.2. Частотная зависимость $S^A_{d_{p(z)}}$

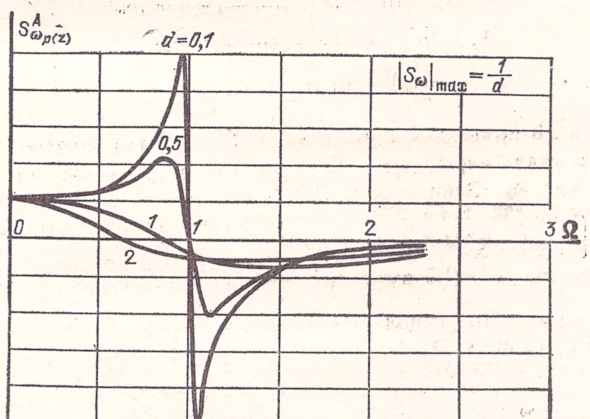


Рис. 2.3. Частотная зависимость $S^A_{\omega_{d(p)}}$

В этих слагаемых:

$$S_{b_{i0}}^{A_{fi}} = b_{i0}^2/(b_{i0}^2 + \omega^2); \quad S_{b_{i0}}^{\mathring{A}_{fi}} = b_{i0}\,\omega/(b_{i0}^2 + \omega^2). \qquad (2,6); \ (2.7)$$

Полезно отметить, что на любой частоте

$$0 \leqslant S_{b_{i0}}^{A_{fi}} \leqslant 1, \quad 0 \leqslant S_{b_{i0}}^{\arg \mathring{A}_{fi}} \leqslant 0,5,$$

причем $\max\left|S^{\arg \dot A_{fi}}_{b_{i0}}\right| = 0{,}5$ при $\omega = b_{i0}$. Аналогичные формулы справедливы и для $S^{A_{vi}}_{a_{i0}}$, $S^{\arg \dot A_{vi}}_{a_{i0}}$.

В большинстве практических задач вклад нестабильности звеньев первого порядка в общую нестабильность сложной схемы, например фильтра, пренебрежимо мал и с ним можно не считаться.

Формулы для расчета нестабильности частотных характеристик заметно упрощаются, если для схем справедливы следующие предположения:

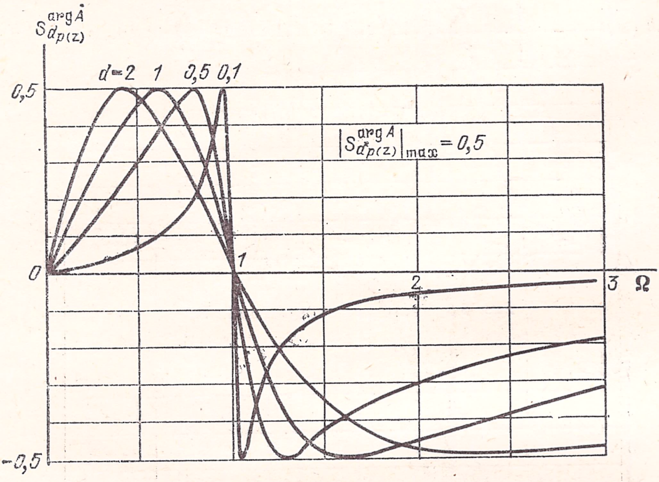


Рис. 2.4. Частотная зависимость $S^{\arg \dot A}_{\bar{d}_{p(z)}}$

после предварительной сборки цепи, в которой значения параметров элементов могут существенно (до 20—25%) отклоняться от расчетных, производится настройка с высокой степенью точности (до единиц и долей процента);

в ходе эксплуатации параметры элементов за счет дестабилизирующих воздействий незначительно отклоняются от номинальных;

отклонения параметров элементов одного типа имеют один и тот же знак;

относительные отклонения параметров элементов одного типа одинаковы с определенной точностью; разбросы отклонений возникают за счет разбросов факторов влияния (например, температурных коэффициентов) относительно среднего значения; считается, что они удовлетворяют нормальному закону.

Такие предположения особенно характерны для микроэлектронных схем в гибридно-пленочном исполнении. Они часто справедливы и для схем с навесными элементами. При этих условиях нестабильность АЧХ (ФЧХ) может быть представлена суммой детерминированной и случайной составляющих.

Детерминированные составляющие рассчитываются по формулам:

$$\Delta A(\omega) = \omega \frac{\partial A_0(\omega)}{\partial \omega} (\alpha_R + \alpha_C)\, \Delta x + \alpha_K \left\{ \mathrm{Re} \sum_{k=1}^{q} S^{T_0(j\omega)}_{K_k} \right\} \Delta x; \qquad (2.8)$$

$$\Delta b(\omega) = \omega \frac{\partial b_0(\omega)}{\partial \omega} (\alpha_R + \alpha_C)\, \Delta x + \alpha_K \left\{ \mathrm{Im} \sum_{k=1}^{q} S^{T_0(j\omega)}_{K_k} \right\} \Delta x. \qquad (2.9)$$

Для оценки случайных составляющих естественно использовать их статистические характеристики: математическое ожидание и дисперсию. Математические ожидания равны нулю, а дисперсии вычисляются по формулам:

$$D\{\Delta A(\omega)\} = \Delta x^2 \left\{ \sigma_R^2 \sum_{k=1}^{n} \left[\mathrm{Re}\left(S_{R_k}^{T_0}(j\omega)\right)\right]^2 + \sigma_C^2 \sum_{k=1}^{p} \left[\mathrm{Re}\left(S_{C_k}^{T_0}(j\omega)\right)\right]^2 + \sigma_K^2 \sum_{k=1}^{q} \left[\mathrm{Re}\left(S_{K_k}^{T_0}(j\omega)\right)\right]^2 \right\}; \tag{2.10}$$

$$D\{\Delta b(\omega)\} = \Delta x^2 \left\{ \sigma_R^2 \sum_{k=1}^{m} \left[\mathrm{Im}\left(S_{R_k}^{T_0}(j\omega)\right)\right]^2 + \sigma_C^2 \sum_{k=1}^{p} \left[\mathrm{Im}\left(S_{C_k}^{T_0}(j\omega)\right)\right]^2 + \sigma_K^2 \sum_{k=1}^{q} \left[\mathrm{Im}\left(S_{K_k}^{T_0}(j\omega)\right)\right]^2 \right\}, \tag{2.11}$$

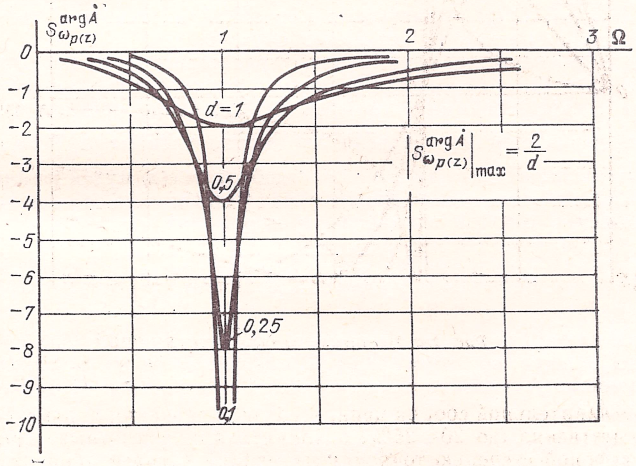


Рис. 2.5. Частотная зависимость $S_{\omega_{p(z)}}^{\arg \dot A}$

где α_R, α_C, α_K — средние значения коэффициентов влияния R, C и K (безразмерный коэффициент усиления), например средние значения температурных коэффициентов; σ_R^2, σ_K^2 и σ_C^2 — дисперсия отклонений факторов влияния от их средних значений; остальные обозначения встречались ранее.

При расчете по формулам (2.8)—(2.11) в схемах с каскадно-развязанным включением звеньев удобно пользоваться соотношениями

$$\left.\begin{aligned} \mathrm{Re}\, S_l^{T_0} &= S_l^M + S_{d_z}^{A_f} S_l^{d_z} + S_{\omega_z}^{A_f} S_l^{\omega_z} - S_{d_p}^{A_v} S_l^{d_p} - S_{\omega_p}^{A_v} S_l^{\omega_p}; \\ \mathrm{Im} S_l^{T_0} &= \overline{S}_{d_z}^{\arg A_f} S_l^{d_z} + \overline{S}_{\omega_z}^{\arg \dot A_f} S_l^{\omega_z} - \overline{S}_{d_p}^{\arg \dot A_v} S_l^{d_p} - \overline{S}_{\omega_p}^{\arg \dot A_v} S_l^{\omega_p}. \end{aligned}\right\} \tag{2.12}$$

Каждое слагаемое в этих соотношениях вычисляется с помощью графиков рис. 2.2—2.5 и данных, приведенных в каталогах схем.

2.5. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ ПО СТАБИЛЬНОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК ЗВЕНЬЕВ

При проектировании цепи, составленной из звеньев, возникает задача о формулировании требований к стабильности характеристик отдельных звеньев по требованиям, предъявленным к стабильности характеристики цепи в целом. Эта задача грубо приближенно может быть решена на основании информации о сконструированной передаточной функции и выбранной компоновке полюсно-нулевых пар (см. подразд. 2.8).

В предположении, что коэффициенты M, $d_{p(z)}$ и $\omega_{p(z)}$ изменяются независимо, а отклонения их значений от номинальных имеют нулевые математические ожидания, справедливо следующее соотношение:

$$\sigma_{\Delta A}=\sqrt{\sum_{i=1}^{N_З}\left\{\left[S_{d_{zi}}^{A_{fi}}\sigma_{d_{zi}}\right]^2+\left[S_{\omega_{zi}}^{A_{fi}}\sigma_{\omega_{zi}}\right]^2+\left[S_{d_{pi}}^{A_{vi}}\sigma_{d_{pi}}\right]^2+\left[S_{\omega_{pi}}^{A_{vi}}\sigma_{\omega_{pi}}\right]^2+\left[\sigma_{M_i}\right]^2\right\}},$$

где $\sigma_y=\sqrt{D(y)}$; $D(y)$ — дисперсия случайной величины y.

Целесообразно различать несколько случаев.

1. Если добротности полюсов (нулей) передаточной функции проектируемой цепи велики ($Q>10$) либо имеется несколько полюсов с такими добротностями, существенно превосходящими остальные, то допустимо предположить, что нестабильность характеристик определяется только членами $S_{\omega_{zi}}^{A_{fi}}\omega_{zi}$, $S_{\omega_{pi}}^{A_{vi}}\omega_{pi}$, которые соответствуют звеньям с высокой добротностью нулей и (или) полюсов. Остальными слагаемыми можно пренебречь. Стандартные отклонения для всех частот естественно считать одинаковыми и равными

$$\sigma_\omega=\sigma_{\Delta A}\Big/\sqrt{\sum_i\left\{\left[S_{\omega_{zi}}^{A_{fi}}\right]^2+\left[S_{\omega_{pi}}^{A_{vi}}\right]^2\right\}}. \tag{2.13}$$

Под знак суммы входят только слагаемые, соответствующие упомянутым ранее добротностям. Расчет по формуле (2.13) следует вести на «опасных» частотах. Эти частоты можно установить, построив с помощью рис. 2.2—2.5 приближенный график функции

$$\sum_i\left\{\left[S_{\omega_{zi}}^{A_{fi}}\right]^2+\left[S_{\omega_{pi}}^{A_{vi}}\right]^2\right\}$$

в рабочей полосе частот. «Опасными» будут частоты, где эта сумма максимальна. Для большинства электрических фильтров таковыми являются граничные частоты $\omega_{-\varkappa}$ и $\omega_\varkappa$ полосы пропускания. Значения чувствительностей на этих частотах находятся по графикам рис. 2.2—2.5. Интервал допустимых относительных отклонений частот $\omega_{p(z)}$ естественно положить равным $3\sigma_\omega$. Аналогично допустимое отклонение $\Delta A_{\max}$ полагается равным $3\sigma_{\Delta A}$.

Для реализации передаточных функций с высокой добротностью полюсов, как правило, применяют низкочувствительные звенья (см. разд. 4), при расчете которых достаточно установить требования на стабильность частоты полюса (нуля). Необходимая стабильность добротности будет выполнена автоматически.

Звенья с низкой добротностью полюсов (нулей) передаточных функций могут быть реализованы либо на тех же звеньях, что практически удобно, особенно при использовании микроэлектронных полуфабрикатов, либо на более технологичных высокочувствительных звеньях. В первом случае требования на стабильность частот полюсов (нулей) можно вовсе не задавать или заметно ослабить. Во втором случае требования должны быть заданы по способу, который описан ниже.

2. Если добротности полюсов относительно невелики, то для реализации можно использовать технологичные высокочувствительные звенья. Для них $\sigma_{d_i} = Q_i\alpha$, где α — величина, практически постоянная для звена выбранной структуры. При этом предполагается, что

$$\sum_i \left\{\left[S^{A_{fi}}_{\omega_{zi}} \sigma_{\omega_{zi}}\right]^2 + \left[S^{A_{vi}}_{\omega_{pi}} \sigma_{\omega_{pi}}\right]^2\right\} = \sum_i \left\{\left[S^{A_{fi}}_{d_{zi}} \sigma_{d_{zi}}\right]^2 + \left[S^{A_{vi}}_{d_{pi}} \sigma_{d_{pi}}\right]^2\right\}.$$

Значение σ_ω, одинаковое для всех звеньев рассчитывается по формуле

$$\sigma_\omega = \frac{\sigma_{\Delta A}}{\sqrt{2}\sqrt{\sum\left\{\left[S^{A_{fi}}_{\omega_{zi}}\right]^2 + \left[S^{A_{vi}}_{\omega_{pi}}\right]^2\right\}}}. \tag{2.14}$$

Допустимые отклонения для всех $\omega_{p(z)}$ одинаковы и равны $3\sigma_\omega$ а для $d_{p(z)}$ равны $3\sigma_d$ и рассчитываются по формулам

$$\left.\begin{aligned} &\sigma_{d_{zi}} = Q_{zi}\,\alpha; \quad \sigma_{d_{pi}} = Q_{pi}\,\alpha; \\ &\alpha = \frac{\sigma_{\Delta A}}{\sqrt{2}\sqrt{\sum_i \left\{\left[S^{A_{fi}}_{d_{zi}} Q_{zi}\right]^2 + \left[S^{A_{vi}}_{d_{pi}} Q_{pi}\right]^2\right\}}} \end{aligned}\right\} \tag{2.15}$$

Как и в первом случае, расчет производится на «опасных» частотах.

После определения требований к стабильности характеристик звеньев производится расчет звеньев по методикам, изложенным в разд. 4, а затем выполняется контрольная проверка ожидаемой нестабильности по формулам (2.4), (2.5), но уже с учетом дополнительной информации, например о знаках отклонения отдельных параметров, либо по формулам (2.8)—(2.14), когда выполняется соответствующие предположения о механизме нестабильности. Если нестабильность спроектированной цепи оказывается больше допустимой, необходимо скорректировать требования к нестабильности характеристик звеньев и выполнить расчет заново

Примечание. Если передаточная функция имеет нули передачи на вещественных частотах, то $d_z = 0$ и формула (2.5) теряет смысл. В этом случае целесообразно d_z считать малой величиной, отличной от нуля (0 01—0 003), и пользоваться отмеченной формулой, что соответствует реальным условиям.

2.6. РАСЧЕТ ШУМОВ В *ARC*-СХЕМАХ

Шумы в *ARC*-схемах обусловлены шумами активных элементов и резисторов. Практически шумы активных элементов заметно превышают шумы резисторов и только в случае, когда значения параметров резисторов очень велики (сотни килоом, мегом), шумы резисторов становятся соизмеримыми с шумами активных элементов и их приходится учитывать.

Расчет шумов (их мощность, напряжение) проводится по шумовой модели (рис. 2.6), получаемой из исходной цепи заменой резисторов и активных приборов соответствующими шумовыми моделями. Шумовые модели используются только для резисторов больших номиналов (число их m). На рис. 2.6 показаны шумовые модели усилителей с дифференциальным входом. Если вход «—» («+») заземляется, то исключается и соответствующий источник шумового тока.

Спектральная плотность средней мощности шума на выходе *ARC*-цепи

$$G_{\text{ш.вых}}(\omega) = \sqrt{\sum_{r=1}^{n}\left\{\left|S^{T(j\omega)}_{\mu_r}\right|^2 \left|F_{\mu_r}(j\omega)\right|^2 \left[G_{e_r}(\omega) + \right.\right.} \rightarrow$$

$$\to\overline{+\left|Z_r^+\right|^2\left|1-T_{r-+}(\mathrm{j}\omega)\right|^2 G_{ir+}(\omega)+\left|Z_r^-\right|^2\left|1-T_{r+-}(\mathrm{j}\omega)^2 G_{ir-}(\omega)\right]\Big\}^2+}$$

$$\to\overline{+\sum_{i=1}^{m}\left\{\left|S_{R_i}^{T(\mathrm{j}\omega)}\right|^2\left|F_{R_i}\right|^2\left|4kTR_i\right|\right\}^2,} \qquad (2.16)$$

где G_{e_r}, $G_{i_{r-}}$, $G_{i_{r+}}$ — спектральные плотности мощности источников шумовой модели r-го усилителя; Z_r^+ и Z_r^- — комплексные сопротивления, измеренные на клеммах «+, земля» и «—, земля» r-го усилителя; T_{r+-} (jω) — передаточная функция от зажимов «+, земля», к зажимам «—, земля»; T_{r-+} (jω) — передаточная функция от зажимов «—, земля» к зажимам «+, земля» (передаточные и выходные функции определяются в режиме погашенных внешних зависимых источников); $S^{T(\mathrm{j}\omega)}$ — чувствительность передаточной функции к соответствующему усилению μ_r либо R_i; F_{μ_r} — отношение передаточных функций $T(\mathrm{j}\omega)/T_{\mu_r}(\mathrm{j}\omega)$, где T_{μ_r} — передаточная функция по напряжению от входа цепи до входа усилителя r; $F_{R_i} = T(\mathrm{j}\omega)/T_{R_i}(\mathrm{j}\omega)$, где $T_{R_i}(\mathrm{j}\omega)$ — передаточная функция по напряжению от входа цепи до выходных зажимов сопротивления R_i при включенном сопротивлении; k — постоянная Больцмана и T — абсолютная температура.

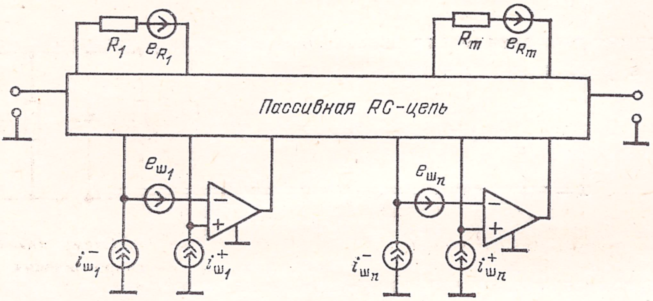


Рис. 2.6. Шумовая модель *ARC*-цепи

На практике можно пользоваться упрощенной формулой

$$G_{\text{ш.вых}}(\omega)=\sqrt{\sum_{r=1}^{n}\left\{\left|S_\mu^{T(\mathrm{j}\omega)}\right|^2\left|F_{\mu_r}(\mathrm{j}\omega)\right|^2\left[G_e(\omega)+\left(\left|Z_r^+\right|^2+\left|Z_r^-\right|^2\right)G_i(\omega)\right]\right\}^2}. \qquad (2.17)$$

В цепях с одним усилителем, включенным на выходе, формула (2.17) конкретизируется:

$$G_{\text{ш.вых}}(\omega)=\left|S_\mu^{T(\mathrm{j}\omega)}\right|^2\mu^2\left[G_e(\omega)+\left(\left|Z^+\right|^2+\left|Z^-\right|^2\right)G_i(\omega)\right]. \qquad (2.18)$$

Выражения и графики для спектральных плотностей мощности G_e и G_i приводятся в подразд. 1.1. Остальные функции, входящие в (2.17), определяются в результате анализа конкретной схемы. Для грубо ориентировочных оценок расчет $G_{\text{ш.вых}}$ можно проводить на частоте, где эта величина максимальна. При анализе звеньев такой частотой является ω_p.

По спектральной плотности шума могут быть найдены мощность шума $P_ш$ и шумовое напряжение $U_ш$:

$$P_{ш \cdot вых} = \int\limits_{f_1}^{f_2} G_{ш\,\max}(f)\,df; \quad U_{ш \cdot вых} = \sqrt{P_{ш.вых}}, \qquad (2.19)$$

где $[f_1, f_2]$ — полоса частот, в которой учитывается действие шума.

Приближенные оценки $P_ш$ и $U_ш$ получаются, если интеграл вычислять по приближенным формулам. Так, если в пределах полосы частот $[f_1, f_2]$ спектральную плотность можно считать постоянной и равной $G_{ш\,\max}$, а вне этой полосы быстро убывающей к нулю, то

$$P_{ш \cdot вых} \approx G_{ш\,\max}(f_2 - f_1); \quad U_{ш \cdot вых} \approx \sqrt{G_{ш\,\max}(f_2 - f_1)}. \qquad (2.20)$$

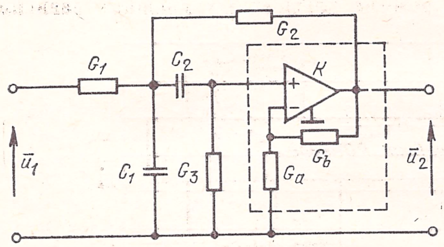


Рис. 2.7. Схема звена к примеру 2.1

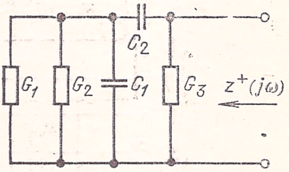


Рис. 2.8. Схема для определения сопротивления $Z^+(j\omega)$

Так, если зависимость $G_{ш.вых}(f)$ имеет вид резонансной кривой, что типично для звеньев 2-го порядка, то

$$P_{ш \cdot вых} \approx G_{ш\,\max} \frac{f_p}{Q_p}. \qquad (2.21)$$

Шумы на выходе сложной цепи вычисляются, если известны шумы каждого звена. Тогда

$$G_{ш.вых}(\omega) = \sqrt{\sum_i \{G_{шi}(\omega) |T(j\omega)|^2_{вых\,i}\}^2}.$$

В этой формуле $G_{шi}$ — спектральная плотность мощности шума i-го звена (без учета шумов других звеньев), а $|T(j\omega)|_{вых\,i}$ — АЧХ части сложной цепи от выхода i-го звена к выходу цепи.

Пример 2.1. Рассчитать мощность шумов и шумовое напряжение на выходе П-звена, схема которого изображена на рис. 2.7. В качестве операционного использован усилитель 140УД1. Значения параметров элементов равны: $K = 1{,}55$; $G_1 = 10^{-4}$ См; $G_2 = 3 \cdot 10^{-4}$ См; $G_3 = 0{,}5 \cdot 10^{-4}$ См; $C_1 = 10^{-8}$ Ф; $C_2 = 2 \cdot 10^{-8}$ Ф.

Расчет. Вычисление спектральной плотности шума проведем по формуле (2.18). Для определения S_K^T найдем передаточную функцию схемы

$$T(p) =$$

$$= \frac{KG_1 C_1^{-1}\,p}{p^2 + p(G_1 C_1^{-1} + G_2 C_1^{-1} + G_3 C_2^{-1} + G_3 C_1^{-1} - KG_2 C_1^{-1}) + G_3 C_1^{-1} C_2^{-1}(G_1 + G_2)},$$

где $K = 1 + G_a/G_b$. Подставляя значения параметров, получаем $T(p) = 1{,}55 \cdot 10^4 p / (p^2 + 10^3 p + 10^8)$, $\omega_p = 10^4$, $Q_p = 10$.

1. По формуле $S_K^T = \frac{\partial T}{\partial K}\frac{K}{T}$ находим

$$S_K^T = 1 + \frac{K G_2 C_1^{-1} p}{p^2 + p\,(G_1 C_1^{-1} + G_2 C_1^{-1} + G_3 C_1^{-1} + G_3 C_2^{-1} - K G_2 C_1^{-1}) + \to}$$

$$\to + G_3 C_1^{-1} C_2^{-1} (G_1 + G_2)\,;$$

$$\to \left| S_K^{T(j\omega)} \right|^2 = \frac{4{,}75^2 + (\omega/10^4 - 10^4/\omega)^2}{0{,}1^2 + (\omega/10^4 - 10^4/\omega)^2}.$$

2. Будем предполагать сопротивления G_a и G_b такими, что шумами от источника шума i^- (источник тока по минусовому входу) можно пренебречь. Зависимости $G_e(\omega)$ и $G_i(\omega)$ берем из справочных данных, приведенных в 1.1.

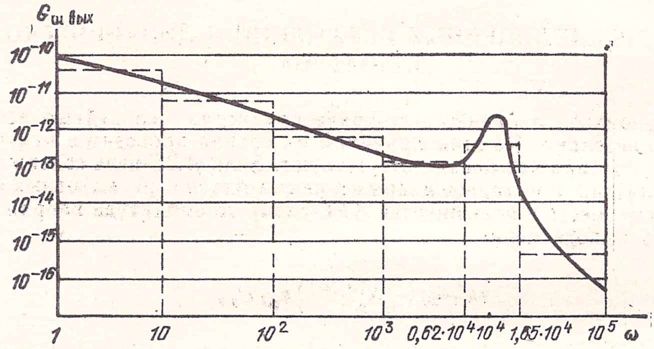


Рис. 2.9. График функции $G_{ш.вых}(\omega)$ к примеру 2.1

Выражение для $Z^+(j\omega)$ определяется по схеме рис. 2.8:

$$\frac{1}{Z^+(j\omega)} = G_3 + \frac{j\omega C_2 (j\omega C_1 + G_1 + G_2)}{j\omega (C_1 + C_2) + G_1 + G_2}\,;$$

$$\left| Z^{(+)}(j\omega) \right|^2 = \frac{(G_1 + G_2)^2 + \omega^2 (C_1 + C_2)^2}{(G_3 (G_1 + G_2) - \omega^2 C_1 C_2)^2 + \omega^2 (C_1 G_3 + C_2 G_3 + C_2 G_1 + G_2 C_2)^2}\,;$$

$$G_{ш.вых}(\omega) = \left| S_K^{T(j\omega)} \right|^2 K^2 \left[G_e(\omega) + |Z^+(j\omega)|^2 G_i(\omega) \right]. \qquad (2.22)$$

Результаты расчетов сведены в табл. 2.4, а график функции $G_{ш.вых}$ показан на рис. 2.9.

Таблица 2.4

Результаты расчетов для примера 2.1

Функция	Значение функции при частоте ω, рад/с, равной						
	10	10^2	10^3	$0{,}62\cdot10^4$	10^4	$1{,}65\cdot10^4$	10^5
$\lvert S_K^T \rvert^2$	1	1	1,23	23,5	$22{,}5\cdot10^2$	23,5	1,23
G_e	$0{,}4\cdot10^{-18}$	$0{,}5\cdot10^{-14}$	$0{,}5\cdot10^{-15}$	$0{,}8\cdot10^{-15}$	10^{-16}	10^{-16}	10^{-16}
G_i	$0{,}2\cdot10^{-19}$	$0{,}3\cdot10^{-20}$	$0{,}2\cdot10^{-21}$	$0{,}35\cdot10^{-22}$	$0{,}2\cdot10^{-22}$	$0{,}1\cdot10^{-22}$	$0{,}9\cdot10^{-23}$
$\lvert Z \rvert^2$	$4\cdot10^8$	$4\cdot10^8$	$3{,}33\cdot10^7$	$5{,}37\cdot10^7$	$2{,}77\cdot10^7$	$1{,}57\cdot10^7$	$1{,}9\cdot10^6$
$G_{вых}$	$1{,}93\cdot10^{-11}$	$2{,}9\cdot\ 0^{-12}$	$1{,}98\cdot10^{-13}$	$1{,}51\cdot10^{-13}$	$3{,}41\cdot10^{-12}$	$1{,}14\cdot10^{-14}$	$5{,}76\cdot10^{-17}$

3. Для нахождения мощности шума приближенно определим интеграл (2.19), вычислив сумму площадей прямоугольников, показанных на рис. 2.9: $P_{\text{ш.вых}} \approx 6{,}82 \cdot 10^{-9}$ Вт. Напряжение шума $U_{\text{ш.вых}} = \sqrt{P_{\text{ш.вых}}} = 82{,}6 \cdot 10^{-6}$ В.

4. Мощность шума в полосе пропускания звена оценивается по формуле $P_{\text{ш.пр}} \approx G_{\text{ш.max}}(\omega_p/Q_p) = 3{,}41 \cdot 10^{-9}$ Вт, где вместо f_p используется ω_p, так как размерность

$$G_{\text{ш}} - \frac{\text{В}^2\cdot\text{С}}{\text{рад}}\left[\frac{\text{А}^2\cdot\text{С}}{\text{рад}}\right], \text{ а не } \frac{\text{В}^2}{\text{Гц}}\left[\frac{\text{А}^2}{\text{Гц}}\right].$$

Напряжение шума в полосе пропускания $U_{\text{ш.пр}} \approx 58 \cdot 10^{-6}$ В.

2.7. РАСЧЕТ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ И ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА

В прецизионных линейных электрических цепях нелинейные искажения должны быть невелики. По этим причинам их оценка проводится при условии, что нелинейности типа насыщения отсутствуют. Если *ARC*-цепь содержит единственный усилитель и выходное напряжение снимается с его выходных зажимов (последнее имеет место в большинстве *ARC*-схем), то амплитуда напряжения l-й гармоники на выходе цепи

$$U_2(l\omega) = \left|S_{\mu}^{T(jl\omega)}\right| k_{\mu l}\, U_2, \tag{2.23}$$

где U_2 — амплитуда напряжения на выходе *ARC*-цепи; $k_{\mu l}$ — коэффициент l-й гармоники собственно усилителя при условии, что напряжение на его выходе равно U_2; $|T(jl\omega)|$ — модуль передаточной функции по напряжению *ARC*-цепи на частоте $l\omega$. Если в схеме несколько усилителей, расчет усложняется.

Коэффициент l-й гармоники *ARC*-цепи

$$k_l = U_2(l\omega)/U_1 = k_{\mu l}\left|S_{\mu}^{T(jl\omega)}\right|. \tag{2.24}$$

Коэффициент гармоник

$$k_{\text{г}} = \sqrt{\sum_{l=2}^{n} k_l^2}. \tag{2.25}$$

Динамический диапазон схемы

$$D = 20\lg\left(U_{2\max}/U_{\text{ш.вых}}\right), \tag{2.26}$$

где $U_{2\max}$ — максимальное напряжение на выходе, при котором $k_{\text{г}}$ не превосходит допустимого значения; $U_{\text{ш.вых}}$ — напряжение шума.

Из приведенных формул следует:

1. Коэффициент нелинейных искажений зависит от частоты. При прочих равных условиях $k_{\text{г}}$ уменьшается с уменьшением чувствительности.

2. Коэффициент нелинейных искажений пропорционален добротности полюсов. С ростом избирательности системы растут нелинейные искажения.

3. Нелинейные искажения особенно велики, если частота гармоники совпадает с частотой максимума функции $\left|S_{\mu}^{T(j\omega)}\right|$.

2.8. КОМПОНОВКА ПОЛЮСНО-НУЛЕВЫХ ПАР И РАЗМЕЩЕНИЕ ЗВЕНЬЕВ

1. Для компоновки полюсно-нулевых пар передаточной функции

$$T(p) = \frac{\prod_{j}^{m} M_j \left(p^2 + d_{zj}\,\omega_{zj}\,p + \omega_{zj}^2\right)}{\prod_{i}^{m} \left(p^2 + d_{pi}\,\omega_{pi}\,p + \omega_{pi}^2\right)},$$

не имеющей нулей передачи на конечных частотах, составляется табл. 2.5. Значения d_{ji} вычисляются по формуле

$$d_{ji} = \log \left(T_{ji\,\max}/T_{ji\,\min}\right),$$

где $T_{ji}(p) = (p + d_{zj}\,\omega_{zi}\,p + \omega_{zj}^2)/(p^2 + d_{pi}\,\omega_{pi}\,p + \omega_{pi}^2)$.

У функции T_{ji} числитель образован из пары комплексно-сопряженных нулей с номером j, а знаменатель — из пары комплексно-сопряженных полюсов с номером i. График $|T_{ji}(j\omega)|$ показан на рис. 2.10 из которого становится понятным смысл величин $T_{ji\,\max}$ и $T_{ji\,\min}$.

Из табл. 2.5 необходимо выбрать последовательность d_{ji} такую, чтобы в ней были отражены все полюсно-нулевые пары каждая пара нулей и пара полюсов встречались только один раз значения элементов последовательности d_{ji} были возможно малыми.

Таблица 2.5

Форма таблицы, используемой при оптимизации компоновки полюсно-нулевых пар

Полюсы	Нули			
	z_1	z_2		z_m
p_1	d_{11}	d_{21}	...	d_{m1}
p_2	d_{21}	d_{22}	...	d_{m2}
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
p_m	d_{m1}	d_{m2}	...	d_{mn}

Пример 2.2. Для некоторой передаточной функции составлена таблица значений d_{jj}:

Полюсы	Нули		
	z_1	z_2	z_3
p_1	0,5	12	0,2
p_2	31	6	8
p_3	7	21	7

Выписываем последоваельности d_{1ji} возможных полюсно-нулевых пар:

1) 0 5; 6; 7 → 11; 22 33
2) 0 5; 21; 8 → 11; 32; 23.
3) 31; 12; 7 → 21; 12; 33.
4) 31; 21; 0,2; → 21; 32; 13.
5) 7; 6; 0,2 → 31; 22; 13.
6) 7; 12; 8 → 31; 12; 23.

Из них лучшей является последовательность № 5; 7; 6; 0,2 → 31; 22; 13. Примерно такой же, но все-таки худшей будет последовательность № 1: 0 5; 6; 7 → 11; 22; 33

2. Расширение динамического диапазона может быть достигнуто за счет рационального выбора множителей M_j В принципе они могут быть любыми, но такими чтобы $\prod_{j}^{m} M_j = M$. Рекомендации здесь следующие. Если модуль передаточной функции T_{ji} на частоте $\omega_{\max}$ принимает чрезмерно большие значения при умеренном значении $T_{ji\,\min}$ то множитель M_j для этой функции уместно выбрать меньшим единицы. Если же значение $T_{ji\,\min}$ слишком мало то его можно увеличить выбрав M_j больше единицы.

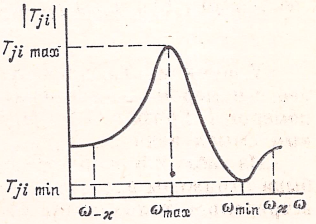


Рис. 2.10. Амплитудно-частотная характеристика звена второго порядка

3. Общая рекомендация по порядку включения звеньев следующая: на входах звеньев не должно быть слишком малых и слишком больших напряжений Первое необходимо для того, чтобы обеспечивать допустимое соотношение сигнал-шум второе — для предотвращения перегрузки усилительных элементов звена.

С учетом шумовых характеристик звеньев при проектировании электрических фильтров рекомендуется в качестве первого включать НЧ- или П-звено, последним также должно быть НЧ- или П-звено подавляющее шумы внутренних каскадов. Кроме того, если имеется звено с острым пиком АЧХ, то перед ним полезно включать звено, у которого на частоте этого пика АЧХ достаточно малой величины.

При каскадном соединении звеньев необходимо следить за тем, чтобы по абсолютному значению входное сопротивление последующего звена было много больше выходного сопротивления предыдущего звена в контролируемом диапазоне частот. В тех случаях, когда отмеченное условие не выполняется между звеньями следует включать развязывающие устройства как правило, в виде единичных широкополосных усилителей.

Раздел 3

Передаточные функции *ARC*-фильтров, линий задержки и фазовращателей

■

3.1. ТРЕБОВАНИЯ К ЧАСТОТНЫМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ ФИЛЬТРОВ

Широкие функциональные возможности *ARC*-цепей позволяют проектировать *ARC*-фильтры различного назначения. Среди них можно выделить фильтры с заданными:

АЧХ (или характеристиками затухания);

АЧХ и ФЧХ;

АЧХ и временны́ми характеристиками;

временны́ми характеристиками.

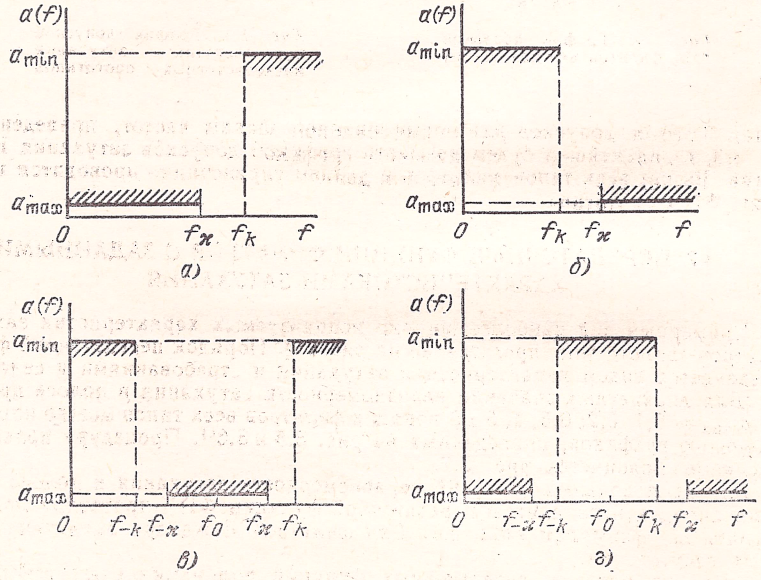


Рис. 3.1. Графики допусков характеристик затухания:
а) ФНЧ; *б*) ФВЧ; *в*) ПФ; *г*) РФ

Каждый из указанных фильтров имеет несколько разновидностей в зависимости от вида характеристик. Например, фильтры с заданными АЧХ могут иметь следующие частотные характеристики:

монотонные в полосе пропускания;

равноволновые в полосе пропускания;

монотонные в полосе пропускания и равноволновые в полосе задерживания;

равноволновые в полосах пропускания и задерживания и др.

Требования к частотным характеристикам удобно задавать графиками допусков. На рис. 3.1 приведены графики допусков характеристик затухания различных фильтров.

Для ФНЧ (рис. 3.1, *а*) в полосе пропускания $0 \leqslant f \leqslant f_x$ затухание не должно превосходить заданного значения $a_{\max}$, а в полосе задержания $f_k \leqslant f < \infty$ должно быть не меньше $a_{\min}$.

В отдельных случаях могут быть заданы требования к АЧХ (рис. 3.2), которая в полосе пропускания не должна выходить из «трубы» $[1,\ 1/\delta_п]$, а в полосе задерживания — быть не более $1/\delta_м$.

Допуски к АЧХ могут выражаться через допуски к затуханию $\delta_п = 10^{a_{\max}/20}$; $\delta_м = 10^{a_{\min}/20}$, где $a_{\max}$ и $a_{\min}$ берутся в децибелах.

Из удобства табулирования результатов расчета принято пользоваться нормированными частотными переменными. Для ФНЧ нормированная частота $\Omega = f/f_ϰ = \omega/\omega_ϰ$, где $\omega_ϰ$ — граничная частота полосы пропускания (частота среза). График допусков для нормированной шкалы частот, приведенный на рис. 3.3, в дальнейшем будем называть графиком допусков затухания НЧ-прототипа. Расчет всех типов фильтров в данном справочнике проводится на основании ФНЧ-прототипа.

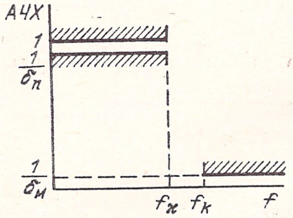


Рис. 3.2. График допусков АЧХ фильтра нижних частот

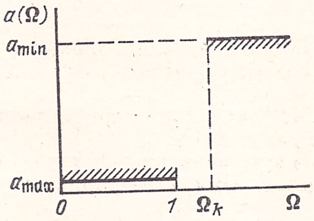


Рис. 3.3. График допусков характеристик затухания низкочастотных прототипов

3.2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ФИЛЬТРОВ С ЗАДАННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ЗАТУХАНИЯ

Примерный вид наиболее широко используемых характеристик затухания фильтров данного типа представлен на рис. 3.4. Порядок передаточной функции определяется видом характеристики затухания и требованиями к селективности Для дискретных значений неравномерности затухания в полосе пропускания $a_{\max} = 0{,}1;\ 0{,}2;\ 0{,}5;\ 1;\ 3$ дБ порядок фильтров всех типов можно определить с помощью графиков, приведенных на рис. 3.5 и 3.6[1]. Процедура пользования графиками поясняется рис. 3.7.

Для произвольных значений неравномерности затухания в полосе пропускания порядок и параметры передаточной функции ФНЧ-прототипа можно определить по формулам табл. 3.1. Для фильтров Лежандра аналитические решения отсутствуют.

Значения полюсов передаточных функций полиномиальных НЧ-прототипов фильтров Баттерворта приведены в табл. 3.2 для неравномерности $a_{\max} = 3$ дБ. При неравномерностях, отличных от данной, значения полюсов, приведенные в табл. 3.2, следует умножить на число $ϰ = 1/\sqrt[2n]{10^{0,1\,a_{\max}} - 1}$. Каждый полюс представляется парой чисел — вещественной и мнимой составляющими. Если записано только одно число, то это означает, что полюс вещественный.

Для фильтров Баттерворта характерным является равенство нулю максимального числа производных характеристик затухания в точке $\Omega = 0$, что обусловило максимально плоский характер этих характеристик.

Помимо значений полюсов в табл. 3.2, а также в таблицах для других типов фильтров приводится ряд важных параметров частотных и временных характеристик:

---

[1] На графиках рис. 3.6 по оси ординат отложено затухание фильтра в полосе задерживания при $a_{\max} = 3$ дБ. Порядок фильтров обозначается n (N).

$b(1)$ — значение фазовой характеристики (рабочей фазы) на частоте $\Omega = 1$, град.;

$\Delta b_{\max}$ — максимальное отклонение фазовой характеристики в полосе пропускания $[0, 1]$ от линейного закона, град.;

$t_{\text{гр}}(0)$ — групповое время прохождения (ГВП) при $\Omega = 0$;

$t_{\text{гр}}(1)$ — групповое время прохождения при $\Omega = 1$;

$t_{\text{з}}$ — время задержки (рис. 3.8);

$t_{\text{н}}$ — время нарастания переходной характеристики;

δ — выброс переходной характеристики;

$Q_{\max}$ — максимальное значение добротности полюса;

$J = \partial A / \partial \Omega |_{\Omega=1}$ — параметр, характеризующий крутизну характеристики затухания на частоте $\Omega = 1$.

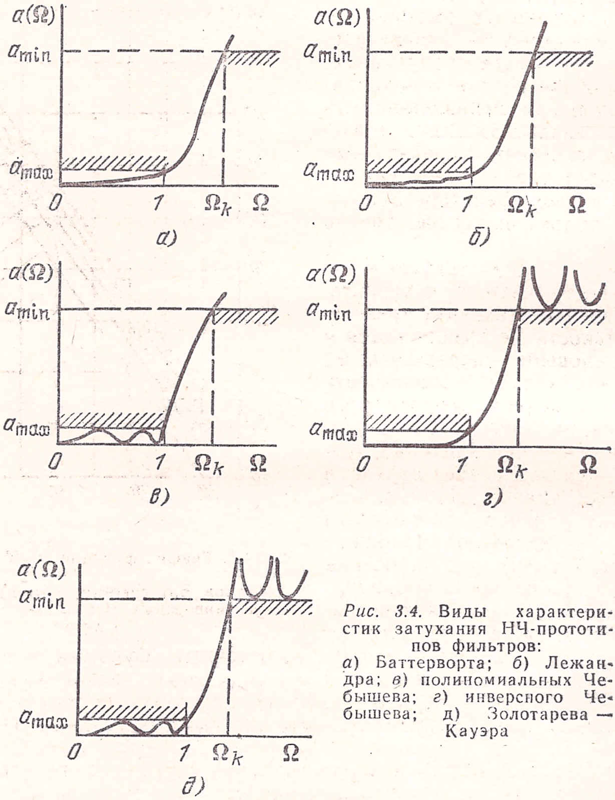


Рис. 3.4. Виды характеристик затухания НЧ-прототипов фильтров:
а) Баттерворта; *б*) Лежандра; *в*) полиномиальных Чебышева; *г*) инверсного Чебышева; д) Золотарева — Кауэра

Пересчет параметров $t_{\text{гр}}(0)$, $t_{\text{гр}}(1)$, $t_{\text{з}}$ и $t_{\text{н}}$ для реального ФНЧ показан в примере 3.1.

Для полиномиальных НЧ-прототипов фильтров Лежандра и Чебышева значения полюсов передаточных функций даны в таблы 3.3 и 3.4 соответственно.

Среди полиномиальных фильтров с монотонными в полосе пропускания характеристиками затухания фильтры Лежандра обеспечивают наибольшее затухание в полосе задерживания при заданных параметрах n и $a_{\max}$. Если же требование на монотонность характеристики затухания в полосе пропускания не ставится, то наибольшее затухание в полосе задерживания на любой частоте при выбранных порядке передаточной функции n и неравномерности затухания в полосе пропускания $a_{\max}$ обеспечивает фильтр Чебышева.

При сравнении графиков, приведенных на рис. 3.6, *а* и 3.6, *в*, на которых показаны характеристики затухания в полосе задерживания фильтров Баттерворта и Чебышева при $a_{\max} = 3$ дБ, видно, что затухание фильтров Чебышева может значительно превышать затухание фильтров Баттерворта при одинаковых значениях параметров n и $a_{\max}$. Фильтры Лежандра, как видно из графиков, приведенных на рис. 3.6, занимают промежуточное положение между фильтрами Чебышева и Баттерворта.

Таким образом, среди полиномиальных фильтры Чебышева являются наилучшими по селективным свойствам. В случаях, когда необходимо уменьшать искажения формы передаваемых сигналов, предпочтительными могут оказаться фильтры Баттерворта.

Из фильтров со всплесками затухания наибольшую крутизну в полосе перехода при заданных n и $a_{\max}$ обеспечивают фильтры Золотарева—Кауэра. Инверсные фильтры Чебышева имеют такую же полосу перехода, как и фильтры Чебышева, однако их достоинствами является монотонность характеристики затухания в полосе пропускания, более высокая стабильность этой характеристики и меньшая неравномерность фазочастотной характеристики. Значения нулей и полюсов передаточных функций НЧ-прототипов инверсных чебышевских фильтров, фильтров Золотарева—Кауэра приведены соответственно в табл. 3.5, 3.6

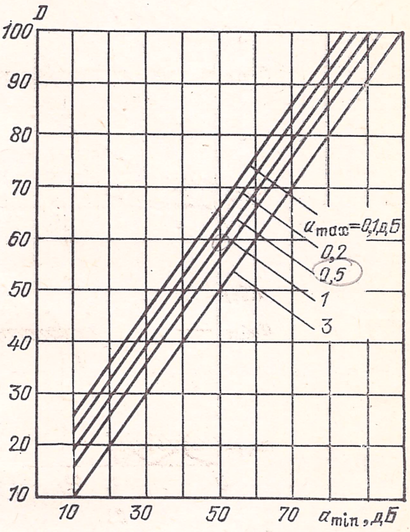


Рис. 3.5. График функции $D=10\lg\frac{10^{0,1a_{\min}}-1}{10^{0,1a_{\max}}-1}$ фильтров Баттерворта, Лежандра, Чебышева, инверсных Чебышева, Золотарева — Кауэра

В тех случаях, когда требуется высокая стабильность частотных характеристик фильтра либо заданные требования по стабильности не выполняются у фильтров с типовыми передаточными функциями, необходимо использовать функции с пониженной добротностью полюсов. Функции такого типа характеризуются тем, что при заданных требованиях к характеристике затухания и порядке обеспечивают минимальное значение максимальной добротности полюса $Q_{\max}$ передаточной функции. Напомним (см. разд 2), что снижение $Q_{\max}$ повышает стабильность амплитудно- и фазочастотной характеристик. В табл. 3.7 приводятся значения полюсов оптимальных полиномиальных передаточных функций с пониженной добротностью полюсов. Если же для соответствующих требований данные отсутствуют, то это говорит о том, что следует использовать типовые передаточные функции, так как для функций с пониженной добротностью решение отсутствует.

На рис. 3.9 приведен график характеристики затухания, построенный для передаточной функции со следующими параметрами: $n = 6$, $a_{\max} = 3{,}057$ дБ. $Q_{\max} = 6{,}3$. Максимальная добротность передаточной функции фильтра Чебышева, обеспечивающего такие же требования к селективности, $Q_{\max} = 8{,}8$.

В большинстве таблиц передаточные функции заданы значениями своих нулей и полюсов. Значения постоянных множителей M, как правило, не приводятся и могут быть определены (см. 2.2) для каждой передаточной функции по формуле

$$M = \Big(\prod_i a_{i0} \prod_j a_{j0} \Big/ \Big(\prod_i b_{i0} \prod_j b_{j0}\Big).$$

При этом АЧХ фильтра НЧ-прототипа при $\Omega = 0$ оказывается равной 1.

Пример 3.1. Пользование таблицами справочника проиллюстрируем на примере расчета передаточной функции ФНЧ Чебышева, характеристика затухания которого должна удовлетворять следующим исходным данным:

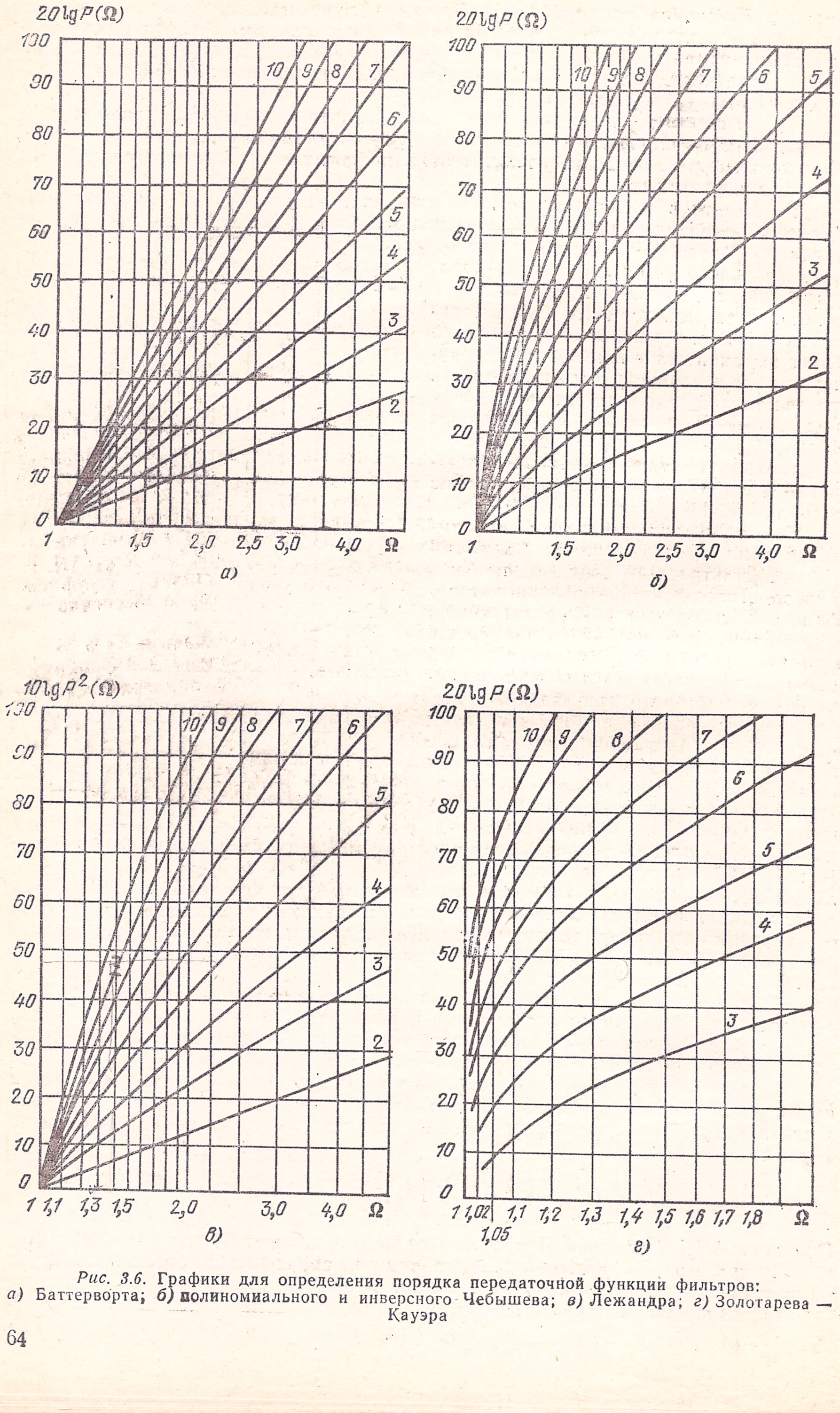


Рис. 3.6. Графики для определения порядка передаточной функции фильтров: *а)* Баттерворта; *б)* полиномиального и инверсного Чебышева; *в)* Лежандра; *г)* Золотарева — Кауэра

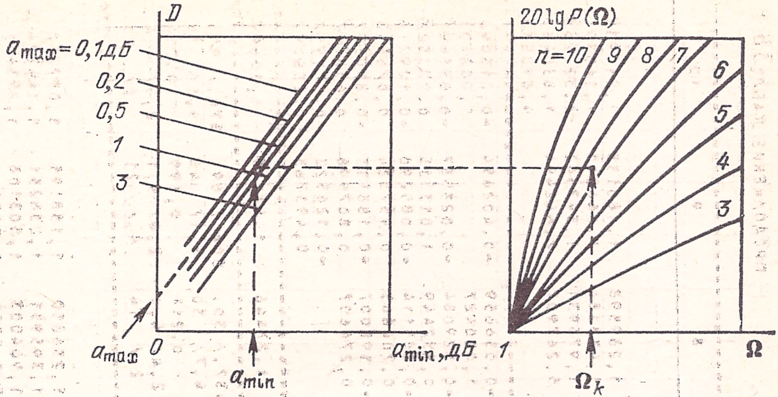


Рис. 3.7. Иллюстрация процедуры определения порядка передаточной функции по графикам рис. 3.5 и 3.6

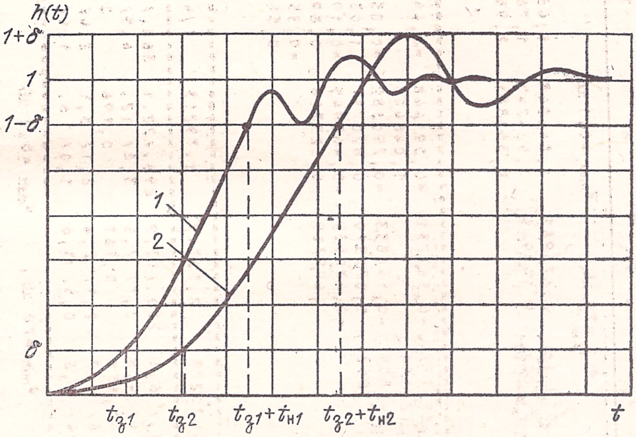


Рис. 3.8. Иллюстрация к определению параметров переходной характеристики $t_в$, $t_н$ и δ (у переходной характеристики *1* максимальный выброс отрицательный, у характеристики *2* — положительный)

полоса пропускания $0 \leqslant f \leqslant f_к = 3,4$;

затухание в полосе пропускания $a \leqslant a_{max} = 0,5$ дБ;

полоса задерживания 4,7 кГц $= f_k \leqslant f < \infty$;

минимально допустимое затухание в полосе задерживания $a_{min} = 35$ дБ.

$f_c = 3,4$

$f_з = 4,7$ кГц

Расчет.

1. Вычисляем $\Omega_k = 4,7/3,4 = 1,382$.

2. По графику рис. 3.5 для указанных значений a_{min} и a_{max} определяем вспомогательный параметр $D = 48$.

3. По графикам рис. 3.6, *в* для $D = 48$ и $\Omega_k = 1,382$ находим $n(N) \geqslant 8$.

4. Из табл. 3.4 выписываем значения полюсов нормированной передаточной функции ФНЧ-прототипа:

$$
\begin{aligned}
\Lambda_{1,2} = -\Sigma_1 \pm j\Omega_1 &= -0,219293 \pm j0,199908, \\
\Lambda_{3,4} &= -0,185908 \pm j0,569288, \\
\Lambda_{5,6} &= -0,124219 \pm j0,852000, \\
\Lambda_{7,8} &= -0,043620 \pm j1,005002.
\end{aligned}
$$

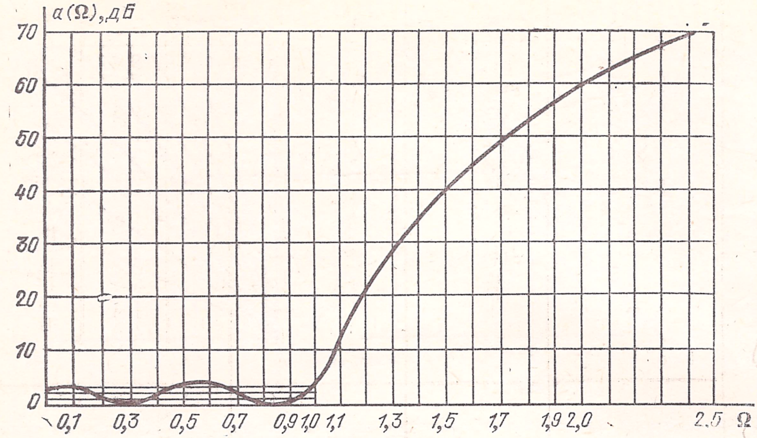


Рис. 3.9. Характеристика затухания оптимального фильтра с пониженной добротностью полюсов передаточной функции ($n = 6$; $\Delta a = 3{,}057$ дБ; $Q = 6{,}3$)

5. Составляем выражение

$$T(\Lambda) = \prod_{i=1}^{4} A_{j0}/(\Lambda^2 + A_{j1}\Lambda + A_{j0}),$$

Ao

Aj0

где $A_{11} = 0{,}438586$, $A_{10} = 0{,}088052$,
$A_{21} = 0{,}371815$, $A_{20} = 0{,}358650$,
$A_{31} = 0{,}248420$, $A_{30} = 0{,}741332$,
$A_{41} = 0{,}087240$, $A_{40} = 1{,}011932$.

Коэффициенты вычислены по формулам $A_{i1} = 2\Sigma_i$; $A_{j0} = \Sigma_j^2 + \Omega_j^2$.

Постоянные множители $M_j = A_{j0}$ взяты равными значениями коэффициентов при нулевой степени Λ в знаменателе исходя из того, что каждый сомножитель при $\Lambda = 0$ должен быть равен единице.

6. Производим денормирование, подставляя $\Lambda = p/\omega_\varkappa = p/(2{,}136283 \cdot 10^4)$ в выражение для $T(\Lambda)$. Получаем

$$T(p) = \prod_{i=1}^{4} a_{j0}/(p^2 + a_{j1}p + a_{j0}),$$

$\omega_x = 2\pi f_x$

где $a_{11} = 9\,369438 \cdot 10^3$, $a_{10} = 40{,}184334 \cdot 10^6$,
$a_{21} = 7{,}943042 \cdot 10^3$, $a_{20} = 163{,}6777 \cdot 10^6$,
$a_{31} = 5{,}306954 \cdot 10^3$, $a_{30} = 338{,}3221 \cdot 10^6$,
$a_{41} = 1{,}863693 \cdot 10^3$, $a_{40} = 461{,}8159 \cdot 10^6$.

На основании вспомогательных данных приведенных в таблицах, устанавливаем, что в полосе пропускания набег фазы $b(1) = 523°$. При этом максимальное отклонение фазовой характеристики от линейной зависимости в той же полосе составляет 39°. При $\omega = 0$ групповое время прохождения $t_{\text{гр}} = 3 \cdot 10^{-4}$ с, а при $\omega = \omega_\varkappa = 2\pi \cdot 3400$ с$^{-1}$ будет $t_{\text{гр}}(2\pi \cdot 3400) = 27/(2\pi \cdot 3400) = 1{,}26 \cdot 10^{-3}$ с.

Величина выброса переходной характеристики составляет $\delta = 0{,}23$. Время нарастания $t_{\text{н}} = 2{,}0/(2\pi \cdot 3400) = 9{,}36 \cdot 10^{-5}$ с, а время задержки $t_{\text{з}} = 6{,}2/(2\pi \cdot 3400) = 2{,}90 \cdot 10^{-4}$ с.

Максимальная добротность полюса $Q_{\max} = 12$, а значение параметра $J = 60{,}5$.

$\frac{A^2 + \alpha}{A^2 + Bp + \delta} =$

Таблица 3.1

Формулы для расчета параметров передаточных функций $T(\Lambda)$

Тип характеристики	Порядок функции n	Нули $\Omega_{\infty r}$	Полюсы $\Lambda_{2r-1,2r} = -\Sigma_r \pm j\,\Omega_r$
Баттерворта	$\frac{\lg C}{\lg \Omega_k}$	—	$-\sin\frac{2r-1}{2n}\pi \pm j\cos\frac{2r-1}{2n}\pi$
Чебышева	$\frac{\lg\left(C+\sqrt{C^2-1}\right)}{\lg\left(\Omega_k+\sqrt{\Omega_k^2-1}\right)}$	—	$-\frac{1}{2}\left(\varepsilon-\frac{1}{\varepsilon}\right)\sin\frac{2r-1}{2n}\pi \pm$ $\pm j\frac{1}{2}\left(\varepsilon+\frac{1}{\varepsilon}\right)\cos\frac{2r-1}{2n}\pi$
Инверсная чебышевская	$\frac{\lg\left(C+\sqrt{C^2-1}\right)}{\lg\left(\Omega_k+\sqrt{\Omega_k^2-1}\right)}$	$\frac{\Omega_k}{\cos\frac{2r-1}{n}\frac{\pi}{2}}$, $r=1, 2, \ldots, n/2$	$\frac{\Omega_k}{-\frac{1}{2}\left(\gamma-\frac{1}{\gamma}\right)\sin\frac{2r-1}{2n}\pi \pm j\frac{1}{2}\left(\gamma+\frac{1}{\gamma}\right)\cos\frac{2r-1}{2n}\pi}$

Окончание табл. 3.1

Тип характеристики	Порядок функции n	Нули $\Omega_{\infty r}$	Полюсы $\Lambda_{2r-1,2r}=-\Sigma_r\pm j\Omega_r$
Золотарева—Кауэра	$\dfrac{a_{\min}+12{,}16-20\lg\sqrt{10^{0{,}1a_{\max}}-1}}{6{,}08+20\lg\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}}$	n—нечетно; $r=1,2,\ldots,(n-1)/2;$ $\dfrac{1+\sqrt{k'}\left(\operatorname{ctg}\dfrac{2r-1}{n}\pi\right)^2}{k\sqrt{1+\dfrac{2\sqrt{k'}}{1+k'}\left(\operatorname{ctg}\dfrac{2r-1}{n}\pi\right)^2}};$ n—четно; $r=1,2,\ldots,n/2;$ $\dfrac{1+\sqrt{k'}\left(\operatorname{ctg}\dfrac{2r-1}{2n}\pi\right)^2}{k\sqrt{1+\dfrac{2\sqrt{k'}}{1+k'}\left(\operatorname{ctg}\dfrac{2r-1}{2n}\pi\right)^2}}$	$-\sqrt{(D^2-1)(\Omega^2_{\infty r}-1)(k^2\Omega^2_{\infty r}-1)}\pm$ $\pm\dfrac{j\Omega_{\infty r}D\sqrt{D^2+k^2-1}}{D^2-1+k^2\Omega^2_{\infty r}}$

$$C=\sqrt{\frac{10^{0,1a_{\min}}-1}{10^{0,1a_{\max}}-1}};\quad \varepsilon=\sqrt[2n]{\frac{10^{0,05a_{\max}}+1}{10^{0,05a_{\min}}-1}};\quad \gamma=\sqrt[2n]{\frac{10^{0,05a_{\min}}+\sqrt{10^{0,1a_{\min}}-1}}{10^{0,05a_{\min}}-\sqrt{10^{0,1a_{\min}}-1}}};$$

$$D=\sqrt{k'}\,\frac{2\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}+\varepsilon^2+\dfrac{1}{\varepsilon^2}}{2\dfrac{1+\sqrt{k'}}{1-\sqrt{k'}}-\varepsilon^2-\dfrac{1}{\varepsilon^2}};\quad k=\frac{1}{\Omega_k};\quad k'=\sqrt{1-k^2}$$

ТАБЛИЦА 3.2

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЯ ФИЛЬТРОВ БАТТЕРВОРТА

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
				$a_{max}=3,0$ дБ					
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,707107	-1,000000	-0,382683	-1,000000	-0,258819	-1,000000	-0,195090	-1,000000	-0,156435
	0,707107		0,923880		0,965926		0,980785		0,987683
		-0,500000	-0,923880	-0,309017	-0,707107	-0,222521	-0,555570	-0,173648	-0,453991
		0,866025	0,382683	0,951057	0,707107	0,974928	0,831470	0,984808	0,891007
				-0,809017	-0,965926	-0,623490	-0,831470	-0,500000	-0,707107
				0,587785	0,258819	0,781832	0,555570	0,866025	0,707107
						-0,900969	-0,980785	-0,766044	-0,891007
						0,433884	0,195090	0,642788	0,453991
								-0,939693	-0,987688
								0,342021	0,156435
$b(1)/\Delta b_{max}$	90./ 1,6	135./ 4,9	180./ 8,0	225./11,0	270./13,9	315./ 17.	360./ 19.	405./ 22.	450./ 25.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,4	2,0/ 2,5	2,6/ 3,7	3,2/ 5,0	3,9/ 6,3	4,5/ 8.	5,1/ 9.	5,8/ 11.	6,4/ 12.
δ	0,043	0,081	0,108	0,128	0,143	0,154	0,163	0,171	0,178
$t_н/t_з$	2,7/ 0,3	2,4/ 0,9	2,4/ 1,6	2,3/ 2,3	2,3/ 2,9	2,3/ 3,6	2,3/ 4,2	2,3/ 4,9	2,3/ 5.5
J/Q_{max}	1,0/ 0,7	1,5/ 1,0	2,0/ 1,3	2,5/ 1,6	3,0/ 1,9	3,5/ 2.	4,0/ 3.	4,5/ 3.	5,0/ 3.

ТАБЛИЦА 3.3

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЯ ФИЛЬТРОВ ЛЕЖАНДРА

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
				$a_{max}=0,1$ дБ					
Полюсы $T(\Lambda)$	-1,810008	-1,447965	-1,061924	-0,893658	-0,761844	-0,668865	-0,602964	-0,542551	-0,503220
	1,810008		0,534706		0,302969		0,211747		0,163352
		-0,729486	-0,438100	-0,723643	-0,550908	-0,602509	-0,504864	-0,509705	-0,448858
		1,442375	1,303983	0,742867	0,838328	0,493433	0,610035	0,369546	0,478961
				-0,276812	-0,200705	-0,414372	-0,332923	-0,412958	-0,222458
				1,203221	1,153085	0,890980	0,920713	0,695272	0,953121
						-0,147395	-0,116167	-0,266507	-0,351647
						1,114816	1,091960	0,940482	0,751609
								-0,091978	-0,076047
								1,073558	1,061322

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.3

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$b(1)/\Delta b_{max}$	33./ 0,4	77./ 1,5	123./ 3,0	182./ 5,5	230./ 8,3	305./ 12.	368./ 16.	438./ 21.	506./ 26.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,6/ 0,6	1,2/ 1,6	2,0/ 2,7	2,8/ 4,3	3,7/ 6,1	4,6/ 8.	5,5/ 11.	6,4/ 13.	7,3/ 16.
δ	0,043	0,091	0,121	0,145	0,160	0,173	0,182	0,190	0,196
$t_н/t_з$	1,0/ 0,1	1,4/ 0,6	1,6/ 1,3	1,8/ 2,1	1,9/ 2,9	2,0/ 3,8	2,1/ 4,7	2,2/ 5,6	2,2/ 6,5
J/Ω_{max}	0,0/ 0,7	0,2/ 1,1	0,1/ 1,6	0,2/ 2,2	0,3/ 2,9	0,3/ 4.	0,5/ 5.	0,4/ 6.	0,7/ 7.

a_{max} =0,2 дБ

Полюсы $T(\Lambda)$	-1,517623	-1,260775	-0,951387	-0,806443	-0,696308	-0,612274	-0,556409	-0,500533	-0,467030
	1,517623		0,496285		0,290309		0,205848		0,160051
		-0,638210	-0,392239	-0,653509	-0,501733	-0,551780	-0,464497	-0,470427	-0,415560
		1,304641	1,216288	0,707350	0,806604	0,479146	0,594949	0,362360	0,470540
				-0,250281	-0,182775	-0,378828	-0,305440	-0,380655	-0,324845
				1,146536	1,111349	0,865500	0,899145	0,681753	0,739095
						-0,134748	-0,106530	-0,245006	-0,204881
						1,083925	1,067462	0,922735	0,937948
								-0,084509	-0,069985
								1,054090	1,045177
$b(1)/\Delta b_{max}$	40./ 0,6	87./ 2,1	137./ 4,0	197./ 7,0	256./10,3	324./ 14.	389./ 19.	460./ 24.	529./ 29.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,7/ 0,8	1,4/ 1,9	2,1/ 3,2	3,0/ 5,0	3,8/ 6,9	4,8/ 9.	5,7/ 12.	6,6/ 15.	7,5/ 19.
δ	0,043	0,093	0,123	0,146	0,161	0,174	0,183	0,191	0,197
$t_н/t_з$	1,2/ 0,1	1,6/ 0,7	1,8/ 1,4	1,9/ 2,2	2,0/ 3,1	2,1/ 4,0	2,1/ 4,9	2,2/ 5,8	2,3/ 6,7
J/Ω_{max}	0,1/ 0,7	0,2/ 1,1	0,3/ 1,6	0,4/ 2,3	0,5/ 3,1	0,6/ 4.	0,9/ 5.	1,0/ 6.	1,4/ 7.

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.3

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
				a_{max} = 0,5 дБ					
Полюсы $T(\Lambda)$	-1,196404	-1,034833	-0,813839	-0,694822	-0,438086	-0,538221	-0,495404	-0,444953	-0,181556
	1,196404		0,449377		0,767992		0,198157		0,919288
		-0,529974	-0,335557	-0,564243	-0,611782	-0,332457	-0,411451	-0,418669	-0,371444
		1,147305	1,113400	0,664665	0,274203	0,834429	0,576256	0,353469	0,459992
				-0,216808	-0,159780	-0,485694	-0,269293	-0,338065	-0,419203
				1,079344	1,061474	0,461633	0,872728	0,665039	0,155671
						-0,118381	-0,093959	-0,216600	-0,062005
						1,046853	1,037957	0,900056	1,025653
								-0,074720	-0,289339
								1,030593	0,723579
$b(1)/\Delta b_{max}$	52./ 1,0	105./ 3,4	157./ 5,9	221./ 9,7	283./13,6	353./ 19.	420./ 23.	493./ 29.	563./ 35.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,8/ 1,0	1,6/ 2,4	2,4/ 3,9	3,3/ 6,1	4,1/ 8,4	5,1/ 11.	5,9/ 14.	6,9/ 18.	7,8/ 22.
δ	0.043	0,094	0,124	0,147	0,162	0,175	0,184	0,192	0,197
$t_н/t_з$	1,6/ 0,2	1,8/ 0,8	1,9/ 1,5	2,0/ 2,4	2,1/ 3,3	2,2/ 4,2	2,2/ 5,1	2,3/ 6,1	2,3/ 7,0
J/Q_{max}	0,2/ 0,7	0,4/ 1,2	0,7/ 1,7	0,9/ 2,5	1,3/ 3,4	1,6/ 4.	2,2/ 6.	2,6/ 7.	3,3/ 8.
				a_{max} =1,0 дБ					
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,991268	-0,874556	-0,713475	-0,610860	-0,547850	-0,481309	-0,448539	-0,401795	-0,382154
	0,991268		0,415452		0,261982		0,192151		0,152179
		-0,455493	-0,294863	-0,497812	-0,389920	-0,435306	-0,370649	-0,378735	-0,337215
		1,043982	1,044058	0,634806	0,740674	0,449099	0,562753	0,347037	0,452278
				-0,192310	-0,142680	-0,297125	-0,241535	-0,305223	-0,261837
				1,033631	1,027279	0,812432	0,853955	0,653008	0,712385
						-0,106105	-0,084459	-0,194700	-0,163499
						1,021336	1,017582	0,885454	0,905981
								-0,067289	-0,055922
								1,014334	1,012118

Окончание табл. 3.3

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$b(1)/\Delta b_{max}$	64./ 1,4	121./ 4,9	176./ 7,9	243./12,4	306./16,9	373./ 22.	446./ 28.	521./ 36.	593./ 40.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,2	1,8/ 2,8	2,6/ 4,5	3,5/ 7,0	4,3/ 9,6	5,3/ 13.	6,2/ 17/	7,1/ 21.	8,0/ 25.
δ	0,043	0,092	0,123	0,146	0,162	0,174	0,183	0,191	0,197
$t_н/t_з$	1,9/ 0,2	2,1/ 0,9	2,1/ 1,7	2,2/ 2,6	2,2/ 3,5	2,3/ 4,4	2,3/ 5,3	2,4/ 6,3	2,4/ 7,2
J/Q_{max}	0,4/ 0,7	0,8/ 1,3	1,2/ 1,8	1,7/ 2,7	2,5/ 3,6	3,2/ 5.	4,1/ 6.	5,0/ 8.	6,2/ 9.
	a_{max} = 3,0 дБ								
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,707107	-0,620332	-0,549743	-0,468090	-0,438901	-0,382103	-0,367176	-0,325688	-0,317206
	0,707107		0,358572		0,239981		0,180879		0,145430
		-0,345186	-0,231689	-0,388140	-0,308961	-0,349232	-0,300284	-0,309385	-0,277405
		0,900866	0,945511	0,588632	0,698167	0,428996	0,541042	0,336543	0,439646
				-0,153587	-0,115193	-0,237440	-0,194276	-0,248553	-0,214173
				0,968146	0,977922	0,778301	0,824767	0,633820	0,694538
						-0,086208	-0,068942	-0,157284	-0,132519
						0,984370	0,987971	0,861346	0,885262
								-0,055097	-0,045901
								0,990660	0,992383
$b(1)/\Delta b_{max}$	90./ 1,6	154./ 7,7	214./12,0	285./17,7	352./23,6	427./ 30.	498./ 37.	576./ 44.	650./ 51.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,4	2,4/ 3,2	3,0/ 5,2	4,0/ 8,0	4,8/11,0	5,8/ 15.	6,6/ 19.	7,6/ 24.	8,5/ 29.
δ	0,043	0,075	0,112	0,133	0,152	0,164	0,176	0,183	0,191
$t_н/t_з$	2,7/ 0,3	2,7/ 1,0	2,5/ 1,9	2,5/ 2,9	2,5/ 3,8	2,5/ 4,7	2,5/ 5,7	2,6/ 6,6	2,6/ 7,6
J/Q_{max}	1,0/ 0,7	1,9/ 1,4	3,0/ 2,1	4,4/ 3,2	6,0/ 4,3	7,9/ 6.	10,0/ 7.	12,4/ 9.	15,0/ 11.

ТАБЛИЦА 3.4

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ ЧЕБЫШЕВА

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
				$a_{max}=0,1$ дБ					
Полюсы $T(\Lambda)$	-1,186177	-0,969406	-0,264156	-0,538914	-0,114693	-0,376778	-0,063980	-0,290461	-0,040789
	1,380948		1,122609		1,056519		1,032181		1,020710
		-0,484703	-0,637730	-0,166534	-0,313348	-0,083841	-0,182200	-0,050438	-0,118373
		1,206155	0,465000	1,080372	0,773426	1,041833	0,875041	1,025509	0,920796
				-0,435991	-0,428041	-0,234917	-0,272681	-0,145231	-0,184371
				0,667707	0,283094	0,335486	0,584684	0,901818	0,730748
						-0,339465	-0,321650	-0,222506	-0,232321
						0,463660	0,205314	0,669354	0,469169
								-0,272944	-0,257529
								0,356156	0,161665
$b(1)/\Delta b_{max}$	46./ 1,1	100./ 3,1	164./ 6,0	234./10,5	307./15,8	383./ 21.	460./ 28.	539./ 35.	620./ 42.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,7/ 0,9	1,6/ 2,3	2,4/ 4.3	3,5/ 6,9	4,4/10,1	5,5/ 14.	6,3/ 18.	7,5/ 23.	8,3/ 28.
δ	0,067	0,102	0,145	0,152	0,180	0,177	0,198	0,191	0,210
$t_и/t_з$	1,2/ 0,2	1,7/ 0,8	1,8/ 1,7	2,1/ 2,6	2,0/ 3,6	2,3/ 4,6	2,2/ 5,6	2,4/ 6,6	2,3/ 7,6
J/Q_{max}	0,1/ 0,8	0,2/ 1.3	0,4/ 2,2	0,4/ 3,3	0,8/ 4,6	1,0/ 6.	1,5/ 8.	1,7/ 10.	2,3/ 13.
				$a_{max}=0,2$ дБ					
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,963542	-0,814634	-0,224811	-0,461411	-0,098524	-0,324312	-0,055143	-0,250569	-0,035209
	1,195163		1,071504		1,033545		1,019212		1,012396
		-0,407317	-0,542741	-0,142584	-0,269173	-0,072166	-0,157035	-0,043511	-0,102182
		1,117014	0,443832	1,047415	0,756607	1,024917	0,864046	1,015252	0,913296
				-0,373289	-0,367698	-0,202205	-0,235019	-0,125284	-0,159152
				0,647338	0,276938	0,321920	0,577337	0,892798	0,724796
						-0,292195	-0,277224	-0,191947	-0,200543
						0,456131	0,202734	0,662659	0,465348
								-0,235458	-0,222304
								0,352594	0,160348

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.Д

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$b(1)/\Delta b_{max}$	55./ 1,9	114./ 4,5	181./ 7,7	253./13,2	329./19,2	405./ 25.	486./ 32.	566./ 40.	648./ 47.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,8/ 1,2	1,8/ 2,8	2,6/ 5,2	3,8/ 8,3	4,5/12,0	5,8/ 16.	6,4/ 22.	7,8/ 27.	8,4/ 34.
δ	0,079	0,101	0,156	0,148	0,189	0,172	0,207	0,186	0,218
$t_н/t_з$	1,3/ 0,3	1,9/ 0,9	1,9/ 1,9	2,2/ 2,8	2,0/ 3,9	2,4/ 4,7	2,2/ 5,9	2,5/ 6,7	2,3/ 7,9
J/Q_{max}	0,2/ 0,8	0,4/ 1,5	0,7/ 2,4	1,0/ 3,7	1,6/ 5,3	2,1/ 7.	2,9/ 9.	3,5/ 12.	4,5/ 14.
				a_{max} =0,5 дБ					
Полюсы $T(\lambda)$	-0,712812	-0,626456	-0.175353	-0,362320	-0,077650	-0,256170	-0,043620	-0,198405	-0,027809
	1,004043		1,016253		1,008460		1,005002		1,003273
		-0,313228	-0,423340	-0,111963	-0,212144	-0,057003	-0,124219	-0,034453	-0,080967
		1,021927	0,420946	1,011557	0,738245	1,006408	0,852000	1,004004	0,905066
				-0,293123	-0,289796	-0,159719	-0,185908	-0,099203	-0,126109
				0,625177	0,270217	0,807077	0,569268	0,882906	0,718764
						-0,230801	-0,219293	-0,151987	-0,158907
						0,447894	0,199908	0,655317	0,461154
								-0,186440	-0,176150
								0,348687	0,158903
$b(1)/\Delta b_{max}$	70./ 3,8	135./ 7,4	207,/11,2	283,/18,0	361,/25,3	441./ 32.	523,/ 39.	605./ 48.	688./ 56.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,6	2,1/ 3,7	2,7/ 6,7	4,2/10,6	4,6/15,3	6,3/ 21.	6,4/ 27.	8,4/ 35.	8,3/ 43.
δ	0,107	0,089	0,181	0,132	0,212	0,154	0,230	0,167	0.241
$t_н/t_з$	1,4/ 0,6	2,2/ 1,0	1,8/ 2,2	2,5/ 2,9	1,9/ 4,2	2,7/ 4,9	2,0/ 6,2	2,8/ 6,9	2,1/ 8,2
J/Q_{max}	0,4/ 0,9	0,9/ 1,7	1,7/ 2,9	2,6/ 4,5	3,9/ 6,5	5,2/ 9.	7,0/ 12.	8,7/ 15.	10,9/ 18.

Окончание табл. 3.4

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
					a_{max} =1,0 дБ				
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,548867	-0,494171	-0,139536	-0,289493	-0,062181	-0,205414	-0,035003	-0,159330	-0,022414
	0,895129		0,983379		0,993411		0,996451		0,997775
		-0,247085	-0,336870	-0,089458	-0,169882	-0,045709	-0,099695	-0,027667	-0,065049
		0,965999	0,407329	0,990107	0,727228	0,995284	0,844751	0,997230	0,900106
				-0,234205	-0,232063	-0,128074	-0,149204	-0,079665	-0,101317
				0,611920	0,266184	0,798156	0,564444	0,876949	0,714328
						-0,185072	-0,175998	-0,122054	-0,127666
						0,442943	0,198207	0,650896	0,458627
								-0,149722	-0,141519
								0,346334	0,158032
$b(1)/\Delta b_{max}$	85./ 6,4	154./11,1	230./15,3	308./23,1	389./31,6	471./ 39.	554./ 45.	638./ 56.	722./ 65.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,9	2,5/ 4,4	2,7/ 8,0	4,7/12,6	4,5/18,2	7,0/ 25.	6,2/ 32.	9,2/ 41.	8,0/ 51.
δ	0,146	0,092	0,219	0,138	0,249	0,157	0,265	0,168	0,276
$t_н/t_з$	1,4/ 0,6	2,5/ 1,2	1,6/ 2,5	2,6/ 3,1	1,7/ 4,5	2,8/ 5,1	1,7/ 6,6	2,9/ 7,1	1,8/ 8,6
J/Q_{max}	0,8/ 1,0	1,7/ 2,0	3,3/ 3,6	5,0/ 5,6	7,4/ 8,0	9,9/ 11.	13,2/ 14.	16,5/ 18.	20,6/ 22.
					a_{max} =3,0 дБ				
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,322450	-0,298620	-0,085170	-0,177530	-0,038230	-0,126485	-0,021578	-0,098275	-0,013832
	0,777158		0,946484		0,976406		0,986766		0,991542
		-0,149310	-0,205620	-0,054860	-0,104445	-0,028146	-0,061449	-0,017065	-0,040142
		0,903814	0,392047	0,965927	0,714779	0,982696	0,836540	0,989552	0,894483
				-0,143625	-0,142674	-0,078862	-0,091965	-0,049137	-0,062522
				0,596976	0,261627	0,788061	0,558958	0,870197	0,709866
						-0,113959	-0,108481	-0,075283	-0,078785
						0,437341	0,196280	0,645884	0,455762
								-0,092348	-0,087332
								0,343668	0,157045
$b(1)/\Delta b_{max}$	114./14,9	192./21,4	273./26,2	355./36,1	440./46,5	525./ 55.	610./ 62.	697./ 73.	783./ 84.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 2,2	3,7/ 5,0	2,3/ 9,0	6,5/14,2	3,7/20,5	9,3/ 28.	5,1/ 36.	12,2/ 46.	6,5/ 57.
δ	0,272	0,174	0,357	0,242	0,387	0,261	0,404	0,270	0,415
$t_н/t_з$	0,9/ 1,0	2,4/ 1,8	0,8/ 3,2	2,1/ 4,1	0,7/ 5,3	2,1/ 6,2	0,7/ 7,3	2,1/ 8,3	0,6/ 9,4
J/Q_{max}	2,0/ 1,3	4,3/ 3,1	8,0/ 5,6	12,3/ 8,8	18,0/12,8	24,3/ 17.	31,9/ 23.	40,3/ 29.	49,9/ 36.

ТАБЛИЦА35

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ИНВЕРСНЫХ ФИЛЬТРОВ ЧЕБЫШЕВА

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{min} = 30 дБ ,		a_{max} = 3,0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	5,710246	2,444659	1,717861	1,434186	1,292466	1,210975	1,159624	1,125104	1,100748
			4,147282	2,320561	1,765541	1,510061	1,367870	1,279421	1,220188
					4,823545	2,721035	2,047162	1,723759	1,537527
							5,829818	3,239605	2,394754
									6,949840
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,706582	-1,134319	-0,315494	-1,470208	-0,161907	-1,880982	-0,095760	-2,321759	-0,062687
	0,729291		0,980802		1,009251		1,010486		1,008549
		-0,466685	-1,084985	-0,221526	-0,623252	-0,122648	-0,347620	-0,076671	-0,215784
		0,917031	0,578712	1,002436	1,040998	1,010796	1,091993	1,009579	1,079156
				-0,848743	-1,440559	-0,459622	-0,850811	-0,270405	-0,480914
				0,906663	0,644718	1,084142	1,193254	1,087433	1,225456
						-1,146729	-1,822364	-0,632002	-1,064818
						1,038786	0,760860	1,231289	1,382521
								-1,441396	-2,218523
								1,218083	0,895380
$\Omega_к$	4,03775	2,11714	1,58710	1,36399	1,24843	1,18061	1,13734	1,10801	1,08720
Ω_a = 0,1 дБ	0,395844	0,557999	0,670660	0,750012	0,806347	0,846902	0,876635	0,898865	0,915808
Ω_a = 0,2 дБ	0,471627	0,624623	0,725871	0,794865	0,842697	0,876547	0,901055	0,919209	0,932949
Ω_a = 0,5 дБ	0,597013	0,725911	0,805557	0,857365	0,892129	0,916168	0,933286	0,945811	0,955205
Ω_a = 1,0 дБ	0,718769	0,815850	0,872506	0,907980	0,931168	0,946914	0,957983	0,966008	0,971985
$b(1)/\Delta b_{max}$	89./ 1,9	128./ 6,8	161./12,5	190./18,7	214./24,8	235./ 31.	254./ 36.	271./ 42.	286./ 47.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,4	1,8/ 2,7	2,0/ 4,3	2,2/ 6,4	2,3/ 8,9	2,4/ 12.	2,4/ 15.	2,5/ 19.	2,5/ 23.
δ	0,046	0,100	0.142	0,164	0,169	0,173	0,178	0,178	0,176
$t_н/t_з$	2,7/ 0,2	2,5/ 0,6	2,3/ 1,0	2,3/ 1,3	2,4/ 1,4	2,4/ 1,4	2,4/ 1,5	2,5/ 1,5	2,5/ 1,5
J/Q_{max}	1,0/ 0,7	1,7/ 1,1	2,6/ 1,6	3,8/ 2,3	5,0/ 3,2	6,7/ 4,	8,4/ 5.	10,6/ .7.	12,7/ 8.

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.5

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{min} = 40 дБ ,		a_{max} = 3,0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	10,049617	3,475006	2,179099	1,699127	1,465829	1,333822	1,251488	1,196520	1,157927
			5,260808	2,749246	2,002358	1,663249	1,476231	1,360632	1,283571
					5,470542	2,997071	2,209335	1,833175	1,617394
							6,291649	3,445240	2,519150
									7,310850
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,707054	-1,0 ?	-0,344584	-1,273010	-0,189562	-1,564336	-0,116061	-1,890499	-0,077357
	0,714160		0,958502		0,999311		1,006200		1,006516
		-0,48 969	-1,015747	-0,251954	-0,666925	-0,146536	-0,405171	-0,093892	-0,261505
		0,890595	0,484766	0,987146	0,942060	1,004332	1,045695	1,006666	1,057667
				-0,848058	-1,279122	-0,517536	-0,891009	-0,322555	-0,555454
				0,784373	0,484135	1,015211	1,026678	1,056190	1,144675
						-1,107652	-1,573159	-0,701816	-1,100030
						0,834447	0,539629	1,113303	1,155061
								-1,365371	-1,885592
								0,939496	0,615453
$\Omega_к$	7,10615	3,00944	2,01322	1,61597	1,41588	1,30038	1,22744	1,17834	1,14367
Ω_a = 0,1 дБ	0,392316	0,545473	0,651237	0,727882	0,784357	0,826437	0,858184	0,882472	0,901326
Ω_a = 0,2 дБ	0,467747	0,612113	0,707543	0,774743	0,823209	0,858738	0,885210	0,905271	0,920728
Ω_a = 0,5 дБ	0,592939	0,714493	0,790119	0,841272	0,877082	0,902752	0,921561	0,935632	0,946369
Ω_a = 1,0 дБ	0,715076	0,806660	0,860887	0,896369	0,920613	0,937685	0,950029	0,959173	0,966097
$b(1)/\Delta b_{max}$	90./ 1,7	132./ 5,8	169./10,8	203./16,4	232./22,3	258./ 28.	281./ 34.	302./ 40.	321./ 46.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,4	1,9/ 2,6	2,3/ 4,0	2,5/ 5,8	2,7/ 8,0	2,9/ 10.	3,0/ 13.	3,0/ 17.	3,1/ 20.
δ	0,044	0,090	0,130	0,158	0,173	0,179	0,183	0,186	0,187
$t_н/t_з$	2,7/ 0,3	2,4/ 0,8	2,3/ 1,3	2,3/ 1,6	2,3/ 1,8	2,4/ 2.0	2,4/ 2,1	2,4/ 2.1	2,5/ 2,2
J/Q_{max}	1,0/ 0,7	1,6/ 1,0	2,3/ 1,5	3,2/ 2,0	4,2/ 2,7	5,6/ 3.	6,9/ 4.	8,6/ 5.	10,3/ 7.

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.5

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
	a_{min} = 50 дБ, a_{max} = 3,0 дБ								
Нули $T(\Lambda)$	17,810822	5,023070	2,821926	2,054445	1,693254	1,492780	1,369277	1,287512	1,230446
			6,812730	3,324162	2,313029	1,861466	1,615172	1,464105	1,363959
					6,319308	3,354245	2,417275	1,972583	1,718689
							6,883812	3,707242	2,676921
									7,768716
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,707101	-1,027515	-0,361195	-1,164000	-0,210067	-1,376374	-0,133028	-1,626510	-0,090394
	0,709341		0,944222		0,990735		1,001928		1,004329
		-0,493123	-0,975745	-0,272289	-0,688169	-0,165542	-0,447405	-0,108802	-0,299829
		0,877618	0,437640	0,975455	0,869655	0,998265	1,003145	1,003631	1,035511
				-0,838842	-1,173722	-0,554824	-0,899975	-0,364010	-0,607479
				0,709405	0,397439	0,957582	0,900905	1,025490	1,069002
						-1,061361	-1,402916	-0,741700	-1,094820
						0,703500	0,418071	1,012275	0,981648
								-1,281702	-1,653241
								0,758770	0,460783
$\Omega_к$	12,59416	4,35011	2,60712	1,95389	1,63556	1,45535	1,34297	1,26795	1,21530
Ω_a = 0,1 дБ	0,391189	0,539567	0,639945	0,713184	0,768358	0,810545	0,843153	0,868627	0,888752
Ω_a = 0,2 дБ	0,466506	0,606193	0,696823	0,761282	0,808924	0,844809	0,872218	0,893430	0,910063
Ω_a = 0,5 дБ	0,591633	0,709052	0,780997	0,830383	0,865927	0,892149	0,911855	0,926912	0,938600
Ω_a = 1,0 дБ	0,713888	0,802249	0,853953	0,888430	0,912710	0,930325	0,943391	0,953275	0,960887
$b(1)/\Delta b_{max}$	90./ 1,7	133./ 5,3	174./ 9,6	211./14,6	244./20,1	274./ 26.	301./ 32.	326./ 38.	348./ 44.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,6	1,9/ 2,5	2,4/ 3,9	2,8/ 5,5	3,1/ 7,4	3,3/ 10.	3,4/ 12.	3,5/ 15.	3,6/ 18.
δ	0,046	0,085	0,121	0,150	0,169	0,181	0,187	0,190	0,193
$t_н/t_з$	2,7/ 0,3	2,4/ 0,9	2,3/ 1,4	2,3/ 1,8	2,3/ 2,2	2,3/ 2,4	2,4/ 2,5	2,4/ 2,7	2,4/ 2,8
J/Q_{max}	1,0/ 0,7	1,5/ 1,0	2,2/ 1,4	2,9/ 1,9	3,8/ 2,4	4,9/ 3.	6,0/ 4.	7,4/ 5.	8,8/ 6.

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{min} =60 дБ ,		a_{max} =3,0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	31,638519	7,319973	3,700121	2,519156	1,983207	1,692203	1,515468	1,399598	1,319288
			8,932878	4,076079	2,709110	2,110142	1,787616	1,591564	1,462442
					7,401422	3,802343	2,675356	2,144308	1,842785
							7,618762	4,029980	2,870205
									8,329648
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,707106	-1,012673	-0,370588	-1,100437	-0,224860	-1,257298	-0,146865	-1,453048	-0,101761
	0,707814		0,935604		0,983886		0,997978		1,002131
		-0,496833	-0,953080	-0,285563	-0,698253	-0,180263	-0,477782	-0,121633	-0,331280
		0,871447	0,412838	0,967146	0,818650	0,992993	0,966502	1,000690	1,014106
				-0,829792	-1,104754	-0,578525	-0,895326	-0,396247	-0,642568
				0,663432	0,347060	0,912104	0,808611	0,997257	1,002243
						-1,021136	-1,285230	-0,762824	-1,072902
						0,618282	0,345549	0,930075	0,852668
								-1,208331	-1,488356
								0,639046	0,367683
$\Omega_к$	22,37181	6,33928	3,41847	2,39586	1,91563	1,64978	1,48635	1,37833	1,30305
$\Omega_а$ =0,1 дБ	0,390832	0,536806	0,633476	0,703600	0,756946	0,798442	0,831130	0,857130	0,878001
$\Omega_а$ =0,2 дБ	0,466113	0,603422	0,690658	0,752463	0,798680	0,834145	0,861773	0,883550	0,900903
$\Omega_а$ =0,5 дБ	0,591218	0,706496	0,775721	0,823195	0,857862	0,883965	0,903992	0,919584	0,931884
$\Omega_а$ =1,0 дБ	0,713510	0,800171	0,849921	0,883154	0,906955	0,924604	0,937979	0,948290	0,956360
$b(1)/\Delta b_{max}$	90./ 1,7	134./ 5,1	177./ 9,0	216./13,4	252./18,3	286./ 24.	316./ 29.	344./ 35.	369,/ 41.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,4	2,0/ 2,5	2,5/ 3,8	2,9/ 5,3	3,3/ 7,0	3,6/ 9.	3,8/ 11.	4,0/ 14.	4,1/ 17.
δ	0,043	0,083	0,116	0,143	0,164	0,178	0,187	0,193	0,196
$t_н/t_з$	2,7/ 0,3	2,4/ 0,9	2,3/ 1,5	2,3/ 2,0	2,3/ 2,4	2,3/ 2,7	2,3/ 2,9	2,4/ 3,1	2,4/ 3,2
J/Q_{max}	1,0/ 0,7	1,5/ 1,0	2,1/ 1,4	2,8/ 1,8	3,5/ 2,2	4,5/ 3.	5,4/ 3.	6,6/ 4.	7,8/ 5.

Окончание табл. 3.5

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{min} =70 дБ,		a_{max} =3,0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	56,242920	10,708211	4,886959 11,798158	3,118018 5,045058	2,346400 3,205242 8,756878	1,937502 2,416026 4,353527	1,693098 1,997146 2,988939 8,511771	1,534617 1,745102 2,351170 4,418752	1,425637 1,580331 1,991333 3,101574 9,001107
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,707107 0,707330	-1,005865 -0,498534 0,868550	-0,375879 0,930565 -0,940306 0,399408	-1,062219 -0,294110 0,961497 -0,822875 0,635052	-0,235333 0,978689 -0,702983 0,783356 -1,059209 0,316263	-1,178728 -0,191437 0,988648 -0,593627 0,877428 -0,989463 0,561665	-0,157929 0,994512 -0,499440 0,936271 -0,885907 0,741467 -1,202486 0,299608	-1,333714 -0,131941 0,997983 -0,420970 0,972467 -0,772961 0,865036 -1,148638 0,557586	-0,111509 1,000031 -0,356696 0,994374 -0,665688 0,945558 -1,046184 0,757167 -1,368846 0,307954
$\Omega_к$	39,76976	9,27358	4,51496	2,96541	2,26645	1,88893	1,66057	1,51130	1,40809
$\Omega_а$ =0,1 дБ	0,390719	0,535521	0,629799	0,697425	0,748918	0,789361	0,821655	0,847717	0,868929
$\Omega_а$ =0,2 дБ	0,465988	0,602130	0,687148	0,746763	0,791447	0,826109	0,853506	0,875428	0,893144
$\Omega_а$ =0,5 дБ	0,591086	0,705304	0,772706	0,818527	0,852134	0,877761	0,897731	0,913525	0,926165
$\Omega_а$ =1,0 дБ	0,713391	0,799199	0,847609	0,879711	0,902846	0,920243	0,933647	0,944148	0,952487
$b(1)/\Delta b_{max}$	90./ 1,6	135./ 5,0	178./ 8,6	219./12,5	258./17,0	294./ 22.	327./ 27.	358./ 33.	386./ 39.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,4	2,0/ 2,5	2,5/ 3,8	3,0/ 5,2	3,5/ 6,8	3,8/ 9.	4,1/ 11.	4,3/ 13	4,5/ 16.
δ	0,043	0,082	0,112	0,138	0,158	0,175	0,186	0,19	0,198
$t_н/t_з$	2,7/ 0,3	2,4/ 0,9	2,4/ 1,5	2,3/ 2,1	2,3/ 2,6	2,3/ 2,9	2,3/ 3,2	2,3/ 3,5	2,4/ 3,7
J/Q_{max}	1,0/ 0,7	1,5/ 1,0	2,1/ 1,3	2,7/ 1,7	3,3/ 2,1	4,2/ 3.	5.0/ 3.	6,1/ 4.	7,1/ 5.

ТАБЛИЦА 3.6

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ФИЛЬТРОВ ЗОЛОТАРЕВА-КАУЭРА

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{min} = 30 дБ,		a_{max} = 0,1 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	9,885201	2,803655	1,622065	1,261560	1,117105	1,054879	1,025773	1,012373	1,005864
			3,559269	1,779799	1,313016	1,139728	1,064367	1,030541	1,014434
					2,984456	1,636438	1,261691	1,117996	1,054657
							2,873206	1,606728	1,250745
									2,868574
Полюсы $T(\Lambda)$	-1,165403	-1,059422	-0,177224	-0,761228	-0,037387	-0,704462	-0,008621	-0,691914	-0,001926
	1,403932		1,108986		1,026056		1,006043		1,001391
		-0,418313	-0,696453	-0,080460	-0,195599	-0,017765	-0,046374	-0,004050	-0,010719
		1,215758	0,609206	1,053761	0,950536	1,012616	0,991876	1,002916	0,998318
				-0,385958	-0,598379	-0,096149	-0,190761	-0,022429	-0,046523
				0,861319	0,514912	0,980586	0,916029	0,996323	0,983573
						-0,361332	-0,576749	-0,095571	-0,189255
						0,796295	0,495846	0,963386	0,908213
								-0,355110	-0,571833
								0,782069	0,491591
$\Omega_к$	7,00786	2,45494	1,52675	1,22577	1,10188	1,04794	1,02254	1,01084	1,00514
$\bar{b}(1)/\Delta b_{max}$	45./ 1,2	95./ 4,1	150./10,7	205./22,7	260./38,2	316./ 57.	371./ 78.	427./100.	482./123.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,7/ 0,9	1,5/ 2,5	1,9/ 5,5	2,3/11,5	2,4/ 24.	2,6/ 50.	2,5/ 105	2,7/ 218	2,6/ 457
δ	0,071	0,123	0,176	0,168	0,187	0,172	0,187	0,172	0,187
$t_н/t_з$	1,2/ 0,2	1,8/ 0,6	2,0/ 1,2	2,3/ 1,4	2,4/ 1,5	2,6/ 1,6	2,5/ 1,6	2,6/ 1,6	2,5/ 1,6
J/Q_{max}	0,1/ 0,8	0,2/ 1,5	0,5/ 3,2	1,0/ 6,6	2,1/ 14.	4,3/ 29.	9,/ 60	17,/ 124	33/ 260
			a_{min} = 30 дБ,		a_{max} = 0,2 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	8,358519	2,514856	1,517079	1,212096	1,092050	1,041634	1,018830	1,008694	1,003959
			3,271017	1,679155	1,265479	1,114737	1,051012	1,023306	1,010593
					2,811344	1,566445	1,225980	1,098471	1,043971
							2,727311	1,544580	1,218127
									2,710009

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полюсы $T(\lambda)$	-0,946718	-0,896563	-0,147257	-0,666605	-0,029493	-0,624851	-0,006174	-0,616260	-0,001306
	1,215017		1,066365		1,015128		1,003255		1,000691
		-0,349243	-0,597941	-0,065424	-0,162994	-0,013526	-0,036107	-0,002855	-0,007715
		1,129293	0,581020	1,032175	0,936976	1,007063	0,988641	1,001510	0,997693
				-0,328931	-0,524134	-0,077627	-0,159750	-0,016801	-0,036214
				0,838309	0,503219	0,973708	0,909779	0,994876	0,982540
						-0,311258	-0,508873	-0,077289	-0,158809
						0,785633	0,488286	0,960591	0,904043
								-0,307110	-0,505662
								0,774824	0,485193
$\Omega_{\text{к}}$	5,93163	2,20827	1,43245	1,18068	1,07898	1,03586	1,01624	1,00750	1,00342
$b(1)/\Delta b_{max}$	54./ 2,0	108./ 5,8	166./13,8	224./28,2	283./45,7	341./ 66.	399./ 90.	458./113.	516,/139.
$t_{\text{гр}}(0)/t_{\text{гр}}(1)$	0,8/ 1,2	1,6/ 3,1	2,0/ 7,0	2,4/15,3	2,4/ 33.	2,7/ 72.	2,5/ 158	2,7/ 341	2,5/ 746
δ	0,084	0,122	0,185	0,162	0,194	0,164	0,194	0,165	0,194
$t_{\text{н}}/t_{\text{з}}$	1,4/ 0,3	2,0/ 0,7	2,0/ 1,3	2,5/ 1,4	2,3/ 1,6	2,7/ 1,5	2,4/ 1,7	2,7/ 1,6	2,5/ 1,7
J/Q_{max}	0,2/ 0,8	0,4/ 1,7	1,0/ 3,7	2,1/ 7,9	4,8/ 17.	10,4/ 37.	23,/ 81	47./ 175	103/ 384
Нули $T(\lambda)$			$a_{min}=30$ дБ,		$a_{max}=0,5$ дБ				
	6,653437	2,179495	1,393788	1,154922	1,063918	1,027327	1,011649	1,005061	1,002167
			2,920355	1,556219	1,208179	1,085445	1,035915	1,015467	1,006617
					2,590393	1,477649	1,181611	1,074986	1,031617
							2,535513	1,463936	1,176893
									2,525472
Полюсы $T'(\lambda)$	-0,700092	-0,698718	-0,109671	-0,543429	-0,020035	-0,517530	-0,003729	-0,512781	-0,000697
	1,021078		1,022650		1,004992		1,000960		1,000180
		-0,264871	-0,473212	-0,046791	-0,121426	-0,008676	-0,024043	-0,001622	-0,004542
		1,038568	0,552501	1,011012	0,925813	1,002210	0,986914	1,000419	0,997586
				-0,255399	-0,425648	-0,054822	-0,119699	-0,010523	-0,024104
				0,316822	0,493290	0,968989	0,906793	0,994355	0,983110
						-0,244897	-0,416810	-0,054678	-0,119256
						0,778154	0,482911	0,960308	0,903214
								-0,242708	-0,415166
								0,771021	0,480995

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Omega_к$	4,73149	1,92320	1,32261	1,12912	1,05361	1,02299	1,00981	1,00427	1,00183
$b(1)/\Delta b_{max}$	69./ 4,0	129./ 9,6	192./19,3	255./38,0	317./58,2	380./ 82.	443./108.	506./133.	569./162.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,6	1,9/ 4,2	2,0/10,1	2,6/23,3	2,3/ 54.	2,8/125.	2,4/ 290	2,8/ 667	2,4/1551
δ	0,112	0,112	0,207	0,143	0,214	0,144	0,214	0,144	0,214
$t_н/t_з$	1,4/ 0,4	2,3/ 0,7	1,9/ 1,4	2,8/ 1,3	2,2/ 1,7	3,0/ 1,4	2,2/ 1,8	3,0/ 1,4	2,2/ 1,8
J/Q_{max}	0,4/ 0,9	1,1/ 2,0	2,7/ 4,7	6,2/10,8	14,6/ 25.	33,4/ 58.	77./ 134	171./ 308	407/ 718
			a_{min} =30 дБ,		a_{max} =1,0 дБ				
Нули $T(\lambda)$									
	5,550926	1,955558	1,310308	1,117140	1,046041	1,018670	1,007533	1,003095	1,001252
			2,671297	1,468824	1,168258	1,065771	1,026233	1,010695	1,004326
					2,424919	1,411855	1,149659	1,058761	1,023490
							2,387537	1,402861	1,146688
									2,381413
Полюсы $T(\lambda)$	-0,538546	-0,559558	-0,082756	-0,450564	-0,013757	-0,433913	-0,002293	-0,431172	-0,000382
	0,911093		0,998909		1,000261		1,000056		1,000010
		-0,205283	-0,381852	-0,033808	-0,091372	-0,005642	-0,016223	-0,000942	-0,002733
		0,986947	0,538537	1,000306	0,923050	1,000128	0,987382	1,000023	0,997904
				-0,200920	-0,350134	-0,039125	-0,090418	-0,006706	-0,016256
				0,808482	0,491429	0,968789	0,909240	0,994828	0,984910
						-0,194468	-0,344821	-0,039061	-0,090201
						0,778958	0,483900	0,962820	0,906909
								-0,193266	-0,343942
								0,774047	0,482653
$\Omega_к$	3,95734	1,73250	1,24907	1,09554	1,03776	1,01536	1,00620	1,00255	1,00103
$b(1)/\Delta b_{max}$	84./ 6,8	149./14,1	215./24,8	282./48,2	348./70,3	415./ 97.	481./126.	548./151.	615./184.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,9	2,2/ 5,3	1,9/13,3	2,9/32,6	2,2/ 80.	3,0/195.	2,2/ 481	3,0/1170	2,2/2884
δ	0,151	0,096	0,240	0,129	0,245	0,130	0,245	0,130	0,245
$t_н/t_з$	1,4/ 0,5	2,7/ 0,7	1,7/ 1,6	3,1/ 1,2	1,9/ 1,8	3,2/ 1,3	1,9/ 1,9	3,3/ 1,3	1,9/ 1,9
J/Q_{max}	0,9/ 1,0	2,2/ 2,5	5,7/ 6,1	13,7/14,8	34,1/ 36.	83,0/ 89.	205./ 218	494./ 531	1372/1308

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{min} = 30 дБ,		a_{max} = 3.0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	4,011318	1,623304	1,189135	1,064693	1,022740	1,008187	1,002924	1,001061	1,000379
			2,278882	1,332022	1,108060	1,037806	1,013405	1,004839	1,001730
					2,145451	1,303269	1,099431	1,034866	1,012377
							2,129128	1,299667	1,098343
									2,127037
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,314146	-0,352307	-0,043232	-0,301255	-0,005712	-0,294961	-0,000744	-0,294151	-0,000097
	0,794183		0,977857		0,997205		0,999638		0,999953
		-0,116783	-0,239887	-0,015820	-0,047203	-0,002072	-0,006509	-0,000270	-0,000852
		0,935144	0,535755	0,992156	0,931138	0,998990	0,990920	0,999869	0,998819
				-0,116485	-0,226906	-0,017828	-0,046955	-0,002371	-0,006517
				0,814849	0,505747	0,974805	0,924218	0,996704	0,989961
						-0,114330	-0,225194	-0,017819	-0,046914
						0,798071	0,501910	0,972172	0,923305
								-0,114023	-0,224985
								0,795870	0,501414
$\Omega_к$	2,88155	1,45722	1,14439	1,05006	1,01767	1,00637	1,00228	1,00083	1,00029
$b(1)/\Delta b_{max}$	113./15,7	186./26,6	260./39,6	333./72,5	407./96,7	481./130.	554./162.	628./191.	701./229.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 2,3	3,1/ 6,9	1,5/19,3	3,7/53,5	1,6/149.	3,8/411.	1,6/1147	3,8/3160	1,6/3823
δ	0,276	0,151	0,359	0,168	0,361	0,167	0,361	0,167	0,361
$t_и/t_э$	0,9/ 1,0	2,8/ 1,2	0,9/ 2,0	3,1/ 1,6	0,9/ 2,1	3,2/ 1,6	0.9/ 2.2	3,2/ 1,6	0,9/ 2,2
J/Q_{max}	2,1/ 1,4	6,1/ 4,0	17,5/11,3	48,4/31,4	135,3/ 87.	370,2/241.	988./ 672	2172./1853	1552/5175
			a_{min} = 40 дБ,		a_{max} = 0.1 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	16,896194	4,042206	2,056450	1,468975	1,225958	1,113638	1,050735	1,031712	1,016666
			4,700133	2,172448	1,500635	1,241982	1,121851	1,063683	1,033284
					3,616106	1,892643	1,395575	1,194681	1,098917
							3,377460	1,824485	1,368855
									3,313993

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полюсы $T(\Lambda)$	-1,178845	-1,009722	-0,211861	-0,670451	-0,055004	-0,593930	-0,015280	-0,573386	-0,004322
	1,388593		1,116014		1,034459		1,009966		1,002851
		-0,453168	-0,673250	-0,106646	-0,236212	-0,029002	-0,071113	-0,008165	-0,020554
		1,211453	0,542949	1,063609	0,906628	1,018634	0,978419	1,005362	0,994323
				-0,411815	-0,546388	-0,131130	-0,226487	-0,038489	-0,071375
				0,793440	0,427992	0,955767	0,850205	0,988962	0,960959
						-0,372746	-0,512624	-0,129520	-0,222699
						0,701595	0,400616	0,923724	0,834452
								-0,360475	-0,502930
								0,677223	0,392912
$\Omega_к$	11,95794	3,51888	1,92085	1,41751	1,20304	1,10443	1,05407	1,02875	1,01511
$b(1)/\Delta b_{max}$	45./ 1,2	98./ 3,5	156./ 8,8	216./18.9	276./32,8	337./ 50.	397./ 71.	458./ 93.	518./117.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,7/ 0,9	1,5/ 2,4	2,1/ 4,9	2,7/ 9,5	2,9/ 18.	3,2/ 33.	3,2/ 63	3,4/ 117	3,3/ 221
δ	0,069	0,112	0,168	0,175	0,193	0,182	0,195	0,183	0,195
$t_н/t_з$	1,2/ 0.2	1,7/ 0,3	1,9/ 1,4	2,2/ 1,8	2,3/ 2,1	2,5/ 2,2	2,5/ 2,3	2,7/ 2,3	2,5/ 2,4
J/Q_{max}	0,1/ 0.8	0,2/ 1,4	0,4/ 2,7	0,7/ 5,0	1,5/ 9.	2,8/ 18.	5./ 33	10./ 62	18/ 116
			$a_{min}=40$ дБ,		$a_{max}=0,2$ дБ				
Нули $T(\Lambda)$	14,375510	3,609552	1,907689	1,397746	1,188116	1,094076	1,047385	1,024486	1,012516
			4,315900	2,041302	1,437803	1,207266	1,101946	1,051921	1,026412
					3,411280	1,809476	1,351790	1,169023	1,083845
							3,218308	1,755446	1,330903
									3,169401
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,957882	-0,851522	-0,178126	-0,583127	-0,044908	-0,523967	-0,011877	-0,508820	-0,003177
	1,201872		1,069805		1,020378		1,005612		1,001518
		-0,379792	-0,576234	-0,088694	-0,199631	-0,023133	-0,057506	-0,006175	-0,015732
		1,123585	0,518182	1,038207	0,892288	1,010771	0,974123	1,002936	0,993313
				-0,352278	-0,476902	-0,108642	-0,192561	-0,030299	-0,057724
				0,771654	0,419324	0,947601	0,844849	0,986831	0,960104
						-0,322561	-0,451333	-0,107571	-0,189936
						0,693197	0,396182	0,921221	0,832194
								-0,313660	-0,444555
								0,673145	0,390180

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Omega_к$	10,17740	3,14649	1,78539	1,35132	1,16764	1,08424	1,04251	1,02200	1,01125
$b(1)/\Delta b_{max}$	55./ 1,9	111./ 5,1	173./11,4	236./23,5	299./39,3	362./ 58.	425./ 81.	489./105.	552./131.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,8/ 1,2	1,7/ 3,0	2,2/ 6,1	2,9/12,1	2,9/ 23.	3,3/ 65.	3,2/ 88	3,4/ 168	3,2/ 326
δ	0,081	0,112	0,179	0,169	0,200	0,176	0,202	0,176	0,202
$t_н/t_з$	1,3/ 0,3	1,9/ 0,8	1,9/ 1,5	2,4/ 1,9	2,3/ 2,2	2,7/ 2,2	2,4/ 2,4	2,8/ 2,3	2,5/ 2,4
J/Q_{max}	0,2/ 0,8	0,4/ 1,6	0,9/ 3,0	1,6/ 5,9	3,3/ 11.	6,2/ 22.	12./ 42	23./ 81	43/ 158
			a_{min} =40 дБ,		a_{max} =0.5 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	11,517531	3,103075	1,729486	1,312601	1,143441	1,069177	1,033501	1,016607	1,008134
			3,847618	1,879950	1,360661	1,165238	1,078344	1,038342	1,018712
					3,151530	1,704066	1,296654	1,137537	1,065647
							3,010473	1,665659	1,282202
									2,977388
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,708673	-0,659086	-0,135692	-0,470003	-0,032407	-0,430197	-0,007923	-0,420750	-0,001945
	1,009761		1,021240		1,006522		1,001691		1,000421
		-0,290316	-0,453728	-0.066085	-0,152645	-0,016074	-0,040865	-0,003948	-0,010261
		1,030494	0,492558	1.012239	0,879661	1,003360	0,971454	1,000850	0,993065
				-0.275702	-0,385348	-0,080307	-0,148337	-0,020641	-0,041016
				0.750466	0,412035	0,941380	0,842762	0,985873	0,961349
						-0,256231	-0,368879	-0,079738	-0,146858
						0,687630	0,394053	0,921584	0,833620
								-0,250835	-0,364858
								0,672572	0,389732
$\Omega_к$	8,15954	2,71145	1,62374	1,27263	1,12614	1,06110	1,02964	1,01471	1,00721
$b(1)/\Delta b_{max}$	70./ 3,9	132./ 8,5	199./15,8	266./31,8	333./50,3	400./ 72.	467./ 98.	535./123.	602./153.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,6	2,0/ 3,9	2,3/ 8,4	3,1/17,1	2,9/ 35.	3,5/ 70.	3,0/ 141	3,6/ 283	3,1/ 575
δ	0,109	0,101	0,204	0,151	0,221	0,155	0,222	0,156	0,222
$t_н/t_з$	1,4/ 0,4	2,3/ 0,9	1,8/ 1,8	2,7/ 1,9	2,1/ 2,3	2,9/ 2,1	2,2/ 2,5	3,0/ 2,2	2,3/ 2,5
J/Q_{max}	0,4/ 0,9	1,0/ 1,8	2,2/ 3,8	4,4/ 7,7	9,2/ 16.	18,3/ 31.	37./ 63	74./ 127	141/ 257

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{min} =40 дБ ,		a_{max} =1.0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	9,642265	2,758344	1,605675	1,253807	1,113142	1,052759	1,024646	1,011767	1.005546
			3,514746	1,764288	1,305662	1,135829	1,062260	1,029385	1.013811
					2,958156	1,625793	1,256223	1,114978	1.052985
							2,851272	1.597357	1.245789
									2.827871
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,545559	-0,523722	-0,105088	-0,385345	-0,023707	-0,357648	-0,005385	-0,351523	-0,001223
	0,900432		0,993761		0,999438		0,999920		0,999984
		-0,227260	-0,364446	-0,049921	-0,118243	-0,011345	-0,029478	-0,002582	-0,006842
		0,976571	0,479065	0,998198	0,875506	0,999796	0,971721	0,999965	0,993584
				-0,219107	-0,315758	-0,060143	-0,115519	-0,014320	-0,029579
				0,741034	0,410625	0,940388	0,845770	0,986457	0,964158
						-0,205914	-0,304772	-0,059826	-0,114650
						0,688791	0,396111	0,924992	0,838906
								-0,202518	-0,302285
								0,677046	0,392864
$\Omega_к$	6,83652	2,41618	1,51200	1,21868	1,09824	1,04599	1,02152	1,01028	1,00485
$b(1)/\Delta b_{max}$	84,/ 6,5	152./12,6	222./20,7	292./40,4	363./61,2	434./ 84.	504./114.	575./140.	646./173.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,9	2,4/ 4,8	2,2/10,6	3,4/22,3	2,7/ 47.	3,8/ 98.	2,8/ 207	3,8/ 432	2,9/ 913
δ	0,147	0,094	0,240	0,144	0,255	0,148	0,256	0,148	0,256
$t_н/t_з$	1,4/ 0,6	2,6/ 1,0	1,6/ 2,0	2,9/ 1,9	1,8/ 2,5	3,1/ 2,1	1,9/ 2.6	3,2/ 2.1	1,9/ 2.6
J/Q_{max}	0,8/ 1,0	1,9/ 2,2	4,4/ 4,8	9,2/10,0	19,7/ 21.	41,0/ 44.	87./ 93	181./ 194	382/ 409
			a_{min} =40 дБ ,		a_{max} =3.0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	6,980957	2,245143	1,418009	1,166048	1,069304	1,030008	1,012963	1,005710	1,002479
			2,990591	1,580872	1,219579	1,091186	1,038816	1,016939	1,007346
					2,635685	1,495780	1,190565	1,079646	1,034019
							2,575348	1,480569	1,185283
									2,564021

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	I	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полюсы $T(\Lambda)$	I	-0,319401	-0,322541	-0,059241	-0,250859	-0,011608	-0,238228	-0,002242	-0,235837	-0,000431
	I	0,782550		0,966636		0,993796		0,998815		0,999772
	I		-0,133658	-0,226998	-0,026363	-0,066289	-0,005128	-0,014020	-0,000990	-0,002747
	I		0,919351	0,471289	0,985664	0,881296	0,997279	0,976446	0,999478	0,995445
	I				-0,131415	-0,203595	-0,031121	-0,065297	-0,006257	-0,014058
	I				0,741990	0,420336	0,946606	0,862156	0,989573	0,972339
	I						-0,125793	-0,199052	-0,031035	-0,065030
	I						0,705575	0,410866	0,937495	0,858390
	I								-0,124568	-0,198178
	I								0,698527	0,409057
$\Omega_к$	I	4,96181	1,97885	1,34409	1,13909	1,05843	1,02539	1,01098	1,00484	1,00210
$\bar{\xi}(1)/\overline{\Delta b}_{max}$	I	114./15,2	189./24,0	266./33,4	342./61,4	419./85,6	496./113.	573./148.	649./173.	726./215.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	I	0,9/ 2,2	3,4/ 5,8	1,8/13,6	4,5/31,1	2,1/ 71.	4,8/162.	2,1/ 371	4,8/ 840	2,1/1929
δ	I	0,273	0,164	0,374	0,206	0,383	0,207	0,384	0,207	0,383
$t_н/t_з$	I	0,9/ 1,0	2,5/ 1,6	0,8/ 2,5	2,7/ 2,4	0,8/ 2,9	2,8/ 2.6	0,8/ 3,0	2.9/ 2.6	0,8/ 3.0
J/Q_{max}	I	2,0/ 1,3	5,1/ 3,5	12,2/ 8,2	27,8/18,7	63,8/ 43.	144,7/ 97.	331./ 223	735./ 505	2966/1159
	I			a_{min} =50 дБ,		a_{max} =0.1 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	I									
	I	28,140305	5,879687	2,656223	1,754887	1,379667	1,205861	1,113446	1,064635	1,036573
	I			6,215092	2,678987	1,742516	1,377927	1,202024	1,112936	1,063380
	I					4,369113	2,195738	1,557082	1,290690	1,157814
	I							3,934258	2,066591	1,504087
	I									3,803686
Полюсы $T(\Lambda)$	I	-1,181883	-0,936767	-0,233263	-0,618305	-0,070264	-0,524454	-0,022803	-0,495501	-0,007550
	I	1,382301		1,118978		1,040850		1,013900		1,004678
	I		-0,469406	-0,657856	-0,126213	-0,262724	-0,040015	-0,094016	-0,013174	-0,032148
	I		1,208182	0,507871	1,069747	0,869778	1,023945	0,962637	1,008108	0,988349
	I				-0,423379	-0,508675	-0,158942	-0,247497	-0,055367	-0,094318
	I				0,747895	0,376357	0,930749	0,791394	0,979161	0,933346
	I						-0,371231	-0,462756	-0,155809	-0,240467
	I						0,632612	0,340742	0,881720	0,765934
	I								-0,352017	-0,447857
	I								0,597490	0,329587

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Omega_к$	19,90480	5,10436	2,46968	1,68508	1,34813	1,18986	1,10492	1,05989	1,03392
$b(1)/\Delta b_{max}$	46,/ 1,1	99./ 3,3	160./ 7,6	223./16,1	287./28,2	351./ 44,	415./ 63.	480./ 85.	544./108.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,7/ 0,9	1,6/ 2,4	2,3/ 4,7	3,0/ 8,4	3,3/ 15.	3,7/ 26,	3,8/ 45	4,0/ 77	3,9/ 133
δ	0,068	0,107	0,160	0,173	0,198	0,188	0,203	0,190	0,203
$t_н/t_з$	1,2/ 0,2	1,7/ 0,8	1,9/ 1,6	2,2/ 2,1	2,2/ 2,6	2,5/ 2,8	2,4/ 3,0	2,7/ 3,0	2,5/ 3,1
J/Q_{max}	0,1/ 0,8	0,2/ 1,4	0,4/ 2,5	0,6/ 4,3	1,3/ 7.	2,0/ 13.	4./ 22	6./ 38	11/ 67
	a_{min} =50 дБ , a_{max} =0,2 дБ								
Нули $T(\Lambda)$	24,157379	5.241417	2,453306	1,658537	1,327711	1,175014	1,094802	1,052992	1,029389
			5,706937	2,510872	1,662502	1,332677	1,175039	1,096093	1,052897
					4,124754	2,097669	1,504712	1,259187	1,138257
							3,757874	1,989897	1,460979
									3,651167
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,961133	-0,831243	-0,197383	-0,535298	-0,058520	-0,460504	-0,018361	-0,438157	-0,005838
	1,197228		1,070920		1,024360		1,008034		1,002597
		-0,394288	-0,562143	-0,106304	-0,223753	-0,032809	-0,077776	-0,010400	-0,025564
		1,120111	0,484868	1,041849	0,854833	1,014084	0,957232	1,004595	0,986798
				-0,362783	-0,442530	-0,133679	-0,212128	-0,044937	-0,078068
				0,726838	0,368996	0,921424	0,786269	0,976200	0,932375
						-0,321708	-0,406564	-0,131431	-0,206929
						0,625162	0,337822	0,879104	0,764620
								-0,307034	-0,395320
								0,594806	0,328356
$\Omega_к$	17,08942	4,55314	2,28366	1,59466	1,29891	1,16053	1,08718	1,04882	1,02709
$b(1)/\Delta b_{max}$	55./ 1,9	113./ 4,8	177./ 9,8	242./20,1	309./33.9	376./ 51.	442./ 73.	509./ 95.	576./121.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,8/ 1,2	1,8/ 2,9	2,4/ 5,7	3,2/10,5	3,4/ 19.	3,8/ 33.	3,8/ 59	4,1/ 104	3,9/ 184
δ	0,080	0,106	0,171	0,168	0,205	0,181	0,210	0,183	0,210
$t_н/t_з$	1,3/ 0,3	1,9/ 0,9	1,9/ 1,7	2,3/ 2,2	2,2/ 2,7	2,6/ 2,8	2,4/ 3,0	2,8/ 3,0	2,5/ 3,2
J/Q_{max}	0,2/ 0,8	0,4/ 1,5	0,8/ 2,8	1,3/ 4,9	2,6/ 9.	4,5/ 15.	8./ 27	14./ 48	25/ 86

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2		4	5	6	7	8	9	10
				a_{min} =50 дБ,	a_{max} =0,5 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	19,562683	4,489388	2,206978 5,084572	1,341011 2,302552	1,264499 1,562950 3,814672	1,137927 1,276725 1,972721	1,072764 1,142052 1,458156 3,328305	1,039493 1,075847 1,219546 1,890067	1,021245 1,040543 1,114000 1,405196 3,449086
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,711387 1,006025	-0,641411 -0,302496 1,026092	-0,152087 1,019577 -0,441114 0,460575	-0,427601 -0,080972 1,012327 -0,284764 0,705527	-0,043684 1,007473 -0,173404 0,840769 -0,335607 0,362484	-0,375105 -0,023869 1,004299 -0,101368 0,913529 -0,256293 0,619850	-0,012979 1,002410 -0,057402 0,953270 -0,165736 0,783961 -0,330946 0,336613	-0,360126 -0,007131 1,001344 -0,032182 0,974445 -0,100019 0,879274 -0,246634 0,595212	-0,003878 1,000737 -0,017737 0,986141 -0,057641 0,933706 -0,162484 0,766862 -0,323670 0,329144
$\Omega_к$	13,84196	3,90427	2,05827	1,48468	1,23925	1,12342	1,06631	1,03606	1,01941
$b(1)/\Delta b_{max}$	70./ 3,8	134./ 7,9	202./13,8	272./27,2	342./43,6	413./ 62.	483./ 88.	554./112.	624./141.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,6	2,1/ 3,8	2,5/ 7,6	3,5/14,2	3,3/ 26.	4,1/ 48.	3.6/ 88	4.3/ 160	3,7/ 294
δ	0,108	0,095	0,196	0,151	0.227	0,161	0,230	0,162	0,231
$t_н/t_з$	1,4/ 0,4	2,2/ 1,0	1,8/ 2,0	2,6/ 2,2	2,1/ 2,9	2,9/ 2,7	2,2/ 3,2	3,1/ 2,9	2,3/ 3,3
J/Ω_{max}	0,4/ 0,9	0,9/ 1,8	2,0/ 3,4	3,6/ 6,3	6,9/ 12.	12,4/ 21.	23./ 39	41./ 70	76/ 129
			a_{min}=50 дБ,		a_{max} =1,0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	16,498108	3,974632	2,033407 4,640929	1,457968 2,152326	1,220077 1,490990 3,584991	1,112265 1,236633 1,879854	1,057786 1,118762 1,388911 3,353528	1,030560 1,061843 1,190587 1,814100	1,015998 1,032198 1,096592 1,363117 3,292385

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,547771	-0,507740	-0,119297	-0,347873	-0,033085	-0,309473	-0,009340	-0,299088	-0,002639
	0,896963		0,989830		0,998329		0,999633		0,999905
		-0,237806	-0,353045	-0,062616	-0,136292	-0,017640	-0,043007	-0,004992	-0,012560
		0,971104	0,447097	0,996015	0,834991	0,999233	0,952816	0,999813	0,986640
				-0,227148	-0,289921	-0,077940	-0,131054	-0,023451	-0,063190
				0,694941	0,360633	0,911247	0,786372	0,974756	0,936900
						-0,206774	-0,272469	-0,077096	-0,128946
						0,620184	0,338432	0,882621	0,772410
								-0,200199	-0,267585
								0,599521	0,332325
$\Omega_к$	11,67674	3,46069	1,89985	1,40724	1,19753	1,10127	1,05224	1,02767	1,01449
$b(1)/\Delta b_{max}$	85./ 6,5	153./11,8	225./18,4	298./34,6	372./53,3	445./ 73.	519./102.	592./128.	666./159.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,9	2,4/ 4,6	2,4/ 9,3	3,9/17,9	3,2/ 34.	4,4/ 64.	3,4/ 120	4,6/ 225	3,5/ 426
δ	0,146	0,093	0,234	0,147	0,262	0,159	0,264	0,160	0,266
$t_н/t_з$	1,4/ 0,6	2,5/ 1,1	1,6/ 2,2	2,8/ 2,3	1,8/ 3,1	3,1/ 2,8	1,9/ 3,3	3,2/ 2,9	1,9/ 3,4
J/Q_{max}	0,8/ 1,0	1,8/ 2,1	3,9/ 4,2	7,3/ 8,0	14,1/ 15.	26,2/ 28.	50,/ 56	93./ 100	177/ 189

a_{min} =50 дБ, a_{max} =3,0 дБ

Нули $T(\Lambda)$	12,068316	3,202287	1,764739	1,329413	1,152198	1,074000	1,036152	1,018088	1,008943
			3,941123	1,912304	1,376099	1,173586	1,082980	1,040973	1,020181
					3,204254	1,725532	1,307822	1,143858	1,069254
							3,053353	1,684145	1,292154
									3,017302
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,321015	-0,309269	-0,069754	-0,221962	-0,017687	-0,202580	-0,004462	-0,197862	-0,001121
	0,778780		0,958692		0,990055		0,997528		0,999382
		-0,141811	-0,218101	-0,035187	-0,079530	-0,008926	-0,022460	-0,002249	-0,005813
		0,911188	0,436110	0,979836	0,836950	0,995029	0,957296	0,998757	0,989172
				-0,137975	-0,185080	-0,043148	-0,077240	-0,011533	-0,022549
				0,690853	0,366182	0,915708	0,800994	0,978349	0,946836
						-0,128088	-0,176813	-0,042839	-0,076419
						0,632638	0,349588	0,895716	0,791726
								-0,125239	-0,174747
								0,618036	0,345486

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.6

N		2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Omega_к$		8,54829	2,70657	1,65565	1,28812	1,13425	1,06556	1,03209	1,01608	1,00795
$b(1)/\Delta b_{max}$		114./15.0	191./22,6	269./30,5	348./53,0	426./75,6	505./ 98.	584./133.	663./160.	742./197.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$		0,9/ 2,2	3,6/ 5,4	2,0/11,3	5,1/22.9	2,5/ 46.	5,7/ 91.	2,6/ 183	5,8/ 364	2,6/ 731
δ		0,273	0,170	0,373	0,228	0,395	0,235	0,397	0,235	0,397
$t_н/t_з$		0,9/ 1,0	2,4/ 1,7	0,7/ 2,8	2,6/ 3,0	0,7/ 3,5	2,6/ 3,4	0,8/ 3,7	2,6/ 3,5	0,8/ 3,8
J/Q_{max}		2,0/ 1,3	4,7/ 3,3	10,1/ 6,9	20,2/13,9	40,9/ 28.	81,3/ 56.	163./ 112	326./ 222	669/ 446
					a_{min} = 60 дБ,	a_{max} = 0,1 дБ				
Нули $T(\Lambda)$		45,536362	8,585819	3,464702	2,133850	1,583539	1,328725	1,189355	1,113503	1,067779
				8,216145	3,326148	2,046824	1,551110	1,306788	1,179942	1,106326
						5,272969	2,555252	1,749166	1,407748	1,231954
								4,558879	2,337381	1,657285
										4,326688
Полюсы $T(\Lambda)$		-1,180887	-0,975036	-0,245726	-0,586769	-0,082355	-0,478454	-0,030099	-0,441389	-0,011253
		1,378306		1,119954		1,045359		1,017436		1,006651
			-0,476399	-0,647993	-0,139789	-0,279526	-0,049730	-0,113424	-0,018467	-0,044158
			-1,205724	-0,488676	1,073324	0,841466	1,028224	0,946835	1,010823	0,981093
					-0,428401	-0,482218	-0,179700	-0,259035	-0,071266	-0,113674
					0,718291	0,344270	0,908565	0,743012	0,968298	0,904368
							-0,365480	-0,425553	-0,174809	-0,248228
							0,583541	0,301442	0,842364	0,707166
									-0,339298	-0,404991
									0,338025	0,286547
$\Omega_к$		32,20297	7,44400	3,21273	2,04210	1,54228	1,30743	1,17767	1,10676	1,06380
$b(1)/\Delta b_{max}$		46./ 1,1	100./ 3,2	162./ 7,0	227./14,2	294./24,7	361./ 38.	428./ 56.	495./ 76.	562./ 99.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$		0,7/ 0,9	1,6/ 2,4	2,3/ 4,5	3,2/ 7,8	3,6/ 13.	4,1/ 21.	4,3/ 35	4,6/ 57	4,6/ 93
δ		0,068	0,104	0,154	0,168	0,198	0,191	0,208	0,195	0,209
$t_н/t_з$		1,2/ 0,2	1,7/ 0,8	1,8/ 1,6	2,1/ 2,3	2,2/ 2,9	2,4/ 3,2	2,4/ 3,5	2,7/ 3,6	2,6/ 3,8
J/Q_{max}		0,1/ 0,8	0,2/ 1,4	0,4/ 2,3	0,5/ 3,9	1,1/ 6.	1,7/ 10.	3./ 17	5./ 27	8/ 45

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
a_{min} = 60 дБ, a_{max} = 0,2 дБ									
Нули $T(\Lambda)$	39,469925	7,653320	3,194543	2,008128	1,516088	1,287854	1,163882	1,096899	1,057023
			7,550551	3,113317	1,947433	1,494450	1,272322	1,157676	1,091877
					4,981217	2,439781	1,687508	1,369983	1,207831
							4,361479	2,251993	1,608865
									4,164084
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,961835	-0,821771	-0,208815	-0,506748	-0,069466	-0,418672	-0,024799	-0,389175	-0,008997
	1,195363		1,071183		1,027187		1,010254		1,003798
		-0,400984	-0,553626	-0,118689	-0,239252	-0,041506	-0,095240	-0,014996	-0,036022
		1,118212	0,466740	1,043970	0,826143	1,016788	0,940418	1,006277	0,978904
				-0,367612	-0,418616	-0,152611	-0,223099	-0,059024	-0,095531
				0,697768	0,337549	0,898325	0,737780	0,964474	0,903037
						-0,316909	-0,373057	-0,148928	-0,214755
						0,576466	0,299031	0,839377	0,706136
								-0,296222	-0,356955
								0,535833	0,285891
$\Omega_к$	27,91519	6,63746	2,96419	1,92348	1,47791	1,26822	1,15318	1,09077	1,05347
$b(1)/\Delta b_{max}$	55./ 1,9	113./ 4,6	179./ 8,9	247./17,7	316./29,7	385./ 45.	454./ 64.	524./ 86.	593./110.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,8/ 1,2	1,8/ 2.9	2.5/ 5,5	3,4/ 9,6	3,7/ 16.	4,3/ 27.	4,3/ 45	4,7/ 74	4,5/ 123
δ	0,080	0,103	0,165	0,164	0,206	0,185	0,215	0,188	0,216
$t_н/t_з$	1,3/ 0,3	1,9/ 0,9	1,9/ 1,8	2,3/ 2,4	2,1/ 3,0	2,6/ 3,3	2,4/ 3,6	2,8/ 3,6	2,5/ 3,8
J/Q_{max}	0,2/ 0,8	0,4/ 1,5	0,8/ 2,6	1,2/ 4,4	2,2/ 7.	3,6/ 12.	6./ 20	10./ 34	17/ 56
a_{min} = 60 дБ, a_{max} = 0.5 дБ									
Нули $T(\Lambda)$	32,357376	6,545973	2,862502	1,852382	1,432228	1,237323	1,132665	1,076818	1,044211
			6,728629	2,847288	1,822218	1,423184	1,229202	1,130111	1,074217
					4,609207	2,291776	1,608393	1,321774	1,177297
							4,104142	2,140420	1,545721
									3,948465

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,712482	-0,633508	-0,161932	-0,402874	-0,052925	-0,338831	-0,018182	-0,318131	-0,006298
	1,004905		1,018351		1,008013		1,003037		1,001089
		-0,308300	-0,433682	-0,091581	-0,186841	-0,031066	-0,071971	-0,010749	-0,026011
		1,023971	0,443148	1,012445	0,810915	1,004996	0,935071	1,001833	0,977597
				-0,288971	-0,334890	-0,117520	-0,175642	-0,043639	-0,072251
				0,676292	0,331213	0,888887	0,734728	0,961700	0,903933
						-0,252575	-0,302391	-0,115135	-0,170064
						0,570807	0,297899	0,838815	0,708256
								-0,238230	-0,291373
								0,536157	0,286905
$\Omega_к$	22,88564	5,68009	2,65903	1,77675	1,39806	1,21987	1,12327	1,07152	1,04120
$\overline{b}(1)/\Delta b_{max}$	70./ 3,8	135./ 7,7	204./12,7	276./24,0	349./38,4	421./ 55.	494./ 78.	567./102.	640./128.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,6	2,1/ 3,7	2,6/ 7,2	3,7/12,7	3,7/ 22.	4,6/ 37.	4,2/ 64	5,0/ 108	4,4/ 183
δ	0,108	0,092	0,191	0,148	0,229	0,165	0,236	0,168	0,237
$t_н/t_з$	1,4/ 0,4	2,2/ 1,0	1,8/ 2,1	2,6/ 2,5	2,0/ 3,3	2,9/ 3,2	2,2/ 3,8	3,1/ 3,5	2,3/ 3,9
J/Q_{max}	0,4/ 0,9	0,9/ 1,7	1,9/ 3,2	3,2/ 5,6	5,7/ 10.	9,5/ 16.	16./ 28	28./ 47	47/ 79
			a_{min} =60 дБ ,	a_{max} =1,0 дБ					
Нули $T(\Lambda)$									
	27,539841	5,784439	2,626173	1,740696	1,371987	1,201300	1,110666	1,062893	1,035487
			6,140048	2,654350	1,730773	1,371296	1,198042	1,110446	1,061815
					4,333478	2,181506	1,549453	1,286101	1,154943
							3,908763	2,055547	1,497849
									3,781787
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,548674	-0,500598	-0,127867	-0,325622	-0,040909	-0,277741	-0,013550	-0,262778	-0,004502
	0,895909		0,987265		0,997221		0,999247		0,999770
		-0,242841	-0,346304	-0,071758	-0,147999	-0,023603	-0,055177	-0,007849	-0,019127
		0,968472	0,429615	0,994215	0,803707	0,998574	0,933620	0,999584	0,977822
				-0,230816	-0,271789	-0,091752	-0,139982	-0,032785	-0,055414
				0,664807	0,328804	0,885230	0,736044	0,961421	0,906921
						-0,203905	-0,247944	-0,090144	-0,136131
						0,570043	0,299126	0,841467	0,713257
								-0,193659	-0,240162
								0,539644	0,289647

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Omega_к$	19,48007	5,02207	2,44212	1,67175	1,34085	1,18552	1,10227	1,05824	1,03288
$b(1)/\Delta b_{max}$	85./ 6,4	154./11,4	227./17,1	302./30,6	377./47,1	453./ 64.	529./ 91.	604./116.	680./144.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,9	2,5/ 4,5	2,5/ 8,7	4,1/15,6	3,5/ 28.	5,0/ 48.	3,9/ 83	5,3/ 144	4,1/ 231
δ	0,146	0,092	0,229	0,146	0,264	0,165	0,270	0,168	0,271
$t_н/t_з$	1,4/ 0,6	2,5/ 1,1	1,6/ 2,3	2,7/ 2,6	1,7/ 3,5	3,0/ 3,3	1,9/ 4,0	3.2/ 3,6	1,9/ 4,1
J/Q_{max}	0,8/ 1,0	1,8/ 2,1	3,6/ 3,9	6,3/ 6,9	11,3/ 12.	19,5/ 21.	34./ 37	59./ 64	103/ 111
			a_{min} = 60 дБ,		a_{max} = 3,0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	20,456026	4,637403	2,256059	1,564499	1,277091	1,143277	1,077073	1,042117	1,022808
			5,209167	2,344532	1,583014	1,287976	1,148637	1,079858	1,042963
					3,877809	1,998235	1,451708	1,227585	1,118876
							3,575611	1,910645	1,416649
									3,491068
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,321587	-0,303272	-0,076171	-0,204813	-0,023002	-0,179160	-0,007028	-0,171719	-0,002140
	0,777572		0,953647		0,986652		0,995991		0,998786
		-0,145683	-0,212705	-0,041729	-0,088182	-0,012765	-0,030457	-0,003899	-0,009658
		0,907225	0,416726	0,975327	0,801935	0,992671	0,936833	0,997783	0,980500
				-0,140860	-0,171790	-0,052780	-0,084276	-0,017319	-0,030596
				0,656973	0,331220	0,887125	0,747564	0,964662	0,917105
						-0,126783	-0,159553	-0,052086	-0,082551
						0,578218	0,307171	0,853336	0,730574
								-0,121834	-0,155872
								0,554515	0,300042
$\Omega_к$	14,47328	4,03192	2,10313	1,50663	1,25111	1,13236	1,07039	1,03853	1,02088
$b(1)/\Delta b_{max}$	114./15,0	191./22,0	271./28,7	351./47,2	431./67,5	511./ 86.	592./119.	672./147.	753./179.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 2,2	3,6/ 5,2	2,1/10,3	5,6/19,0	2,8/ 35.	6,5/ 63.	3.0/ 115	6,8/ 208	3,1/ 379
δ	0,272	0,172	0,368	0,237	0,401	0,252	0,406	0,253	0,406
$t_н/t_з$	0,9/ 1,0	2,4/ 1,8	0,7/ 3,0	2,3/ 3,4	0,7/ 4,0	2,4/ 4,1	0,7/ 4,4	2,5/ 4,3	0,7/ 4,5
J/Q_{max}	2,0/ 1,3	4,5/ 3,2	9,1/ 6,3	16,8/11,7	30,9/ 21.	55,9/ 39.	102./ 71	184./ 128	332/ 233

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
				a_{min} = 70 дБ ,	a_{max} = 0,1 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	71,794830	12,563087	4,539416	2,625982	1,844548	1,487825	1,289598	1,180135	1,111935
			10,847201	4,148945	2,424243	1,766288	1,438388	1,266245	1,163391
					6,361881	2,981846	1,975931	1,547540	1,322258
							5,267907	2,642494	1,830438
									4,893538
Полюсы $T(\Lambda)$	-1,178637	-0,968660	-0,252777	-0,567251	-0,091448	-0,447173	-0,036659	-0,402654	-0,015090
	1,375591		1,120118		1,048443		1,020427		1,008601
		-0,479176	-0,641809	-0,148833	-0,290182	-0,057769	-0,129084	-0,023587	-0,055637
		1,203954	0,477967	1,075370	0,820737	1,031513	0,932449	1,013315	0,973322
				-0,430559	-0,463945	-0,196765	-0,265114	-0,085290	-0,129216
				0,699319	0,323718	0,890316	0,704863	0,957524	0,876616
						-0,359194	-0,398007	-0,188133	-0,250397
						0,548835	0,274607	0,807998	0,658757
								-0,326523	-0,371912
								0,493763	0,256094
$\Omega_к$	50,77664	10,88572	4,20275	2,50749	1,79213	1,46066	1,27446	1,17115	1,10649
$b(1)/\Delta b_{max}$	46./ 1,1	101./ 3,1	163./ 6,6	230./12,9	298./22.1	368./ 34.	437./ 50.	506./ 69.	576./ 90.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,7/ 0,9	1,6/ 2,4	2,4/ 4,5	3,3/ 7,5	3,8/ 12.	4,5/ 19.	4,7/ 30	5,1/ 46	5,1/ 71
δ	0,068	0,103	0,151	0,163	0,196	0,192	0,211	0,199	0,214
$t_н/t_з$	1,2/ 0,2	1,7/ 0,8	1,8/ 1,7	2,1/ 2,4	2,1/ 3,1	2,4/ 3,6	2,4/ 4,0	2,6/ 4,1	2,5/ 4,6
J/Q_{max}	0,1/ 0,8	0,2/ 1,4	0,4/ 2,3	0,5/ 3,6	1,0/ 6.	1,4/ 9.	2./ 14	4./ 21	6/ 33
				a_{min} = 70 дБ ,	a_{max} = 0,2 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	62,779999	11,206348	4,185108	2,465117	1,759779	1,436077	1,256850	1,158195	1,097250
			9,981999	3,881378	2,302640	1,697036	1,395951	1,238251	1,144726
					6,013638	2,846195	1,904003	1,503108	1,293411
							5,045383	2,547055	1,776267
									4,718289

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,961990	-0,817422	-0,215479	-0,489412	-0,077796	-0,390397	-0,030680	-0,354210	-0,012347
	1,194727		1,071238		1,029155		1,012161		1,005013
		-0,406111	-0,548724	-0,127062	-0,249260	-0,048797	-0,109500	-0,019528	-0,046198
		1,117304	0,456730	1,045234	0,805207	1,018897	0,925180	1,007850	0,970460
				-0,369995	-0,402300	-0,166508	-0,229064	-0,071631	-0,109728
				0,679210	0,317349	0,879399	0,699395	0,952889	0,874790
						-0,311588	-0,348318	-0,161349	-0,217360
						0,541893	0,272373	0,804540	0,657641
								-0,285166	-0,327354
								0,491645	0,255606
$\Omega_к$	44,40013	9,71149	3,87619	2,35523	1,71088	1,41074	1,24278	1,14990	1,09226
$b(1)/\Delta b_{max}$	55./ 1,9	114./ 4,5	180./ 8,4	249./16,1	320./26,6	391./ 40.	463./ 57.	535./ 78.	606./100.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,8/ 1,2	1,8/ 2,9	2,5/ 5,4	3,5/ 9,1	3,9/ 15.	4,7/ 23.	4,7/ 37	5,3/ 58	5,1/ 91
δ	0,080	0,102	0,161	0,160	0,205	0,186	0,218	0,192	0,221
$t_и/t_э$	1,3/ 0,3	1,9/ 0,9	1,9/ 1,8	2,2/ 2,5	2,1/ 3,3	2,5/ 3,6	2,3/ 4,1	2,7/ 4,2	2,5/ 4,4
J/Q_{max}	0,2/ 0,8	0,4/ 1,5	0,7/ 2,5	1,1/ 4,1	2,0/ 7.	3,0/ 10.	5./ 17	8./ 26	12/ 41
				a_{min} = 70 дБ,	a_{max} = 0,5 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	52,055664	9,582115	3,744555	2,263340	1,652632	1,370782	1,245687	1,130852	1,079128
			8,903425	3,544003	2,147687	1,608711	1,341897	1,202820	1,121291
					5,566538	2,671064	1,810836	1,445695	1,256304
							4,754051	2,421724	1,705092
									4,485272
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,713423	-0,630294	-0,167774	-0,387866	-0,060054	-0,314409	-0,023043	-0,288215	-0,008953
	1,004910		1,017652		1,008330		1,003558		1,001442
		-0,311219	-0,429636	-0,098841	-0,195602	-0,037209	-0,084045	-0,014421	-0,034275
		1,023149	0,433552	1,012319	0,789119	1,005503	0,918538	1,002282	0,968372
				-0,291161	-0,320838	-0,129500	-0,181132	-0,054104	-0,084316
				0,657616	0,311003	0,568681	0,695464	0,949034	0,874932
						-0,248263	-0,281300	-0,125990	-0,172951
						0,535745	0,271038	0,803017	0,659158
								-0,229292	-0,266404
								0,491468	0,256447

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\Omega_к$	36,81259	8,30593	3,47036	2,16442	1,60831	1,34785	1,20303	1,12346	1,07474
$b(1)/\Delta b_{max}$	70./ 3.8	135./ 7,5	205./12,0	279./21.8	353./34.5	427./ 49.	502./ 70.	577./ 92.	651./116.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,6	2,1/ 3,7	2,6/ 7,0	3,9/11,9	3,9/ 20.	5,0/ 31.	4,6/ 51	5,6/ 81	5,0/ 130
δ	0,107	0,091	0,187	0,144	0,228	0,167	0,240	0,172	0,242
$t_н/t_з$	1,4/ 0,4	2,2/ 1,0	1,8/ 2,1	2,5/ 2,6	2,0/ 3,6	2,8/ 3,6	2,2/ 4,3	3,1/ 4.1	2,3/ 4,6
J/Q_{max}	0,4/ 0,9	0,9/ 1,7	1,8/ 3,1	2,9/ 5,1	5,0/ 8.	7,9/ 14.	13./ 22	21./ 35	33/ 56
				a_{min} = 70 дБ ,	a_{max} = 1,0 дБ				
Нули $T(\Lambda)$	44,701553	8,459865	3,428261	2,117138	1,574484	1,323292	1,185920	1,111279	1,066315
			8,126500	3,297939	2,033538	1,543620	1,302173	1,176985	1,104376
					5,234123	2,540084	1,740978	1,402782	1,228737
							4,532802	2,326242	1,650892
									4,305342
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,549433	-0,497689	-0,132965	-0,312276	-0,047006	-0,256384	-0,017565	-0,236927	-0,006611
	0,895882		0,985768		0,996286		0,998834		0,999596
		-0,245379	-0,342628	-0,078051	-0,155627	-0,028771	-0,065382	-0,010824	-0,025842
		0,967365	0,419960	0,992922	0,780787	0,997941	0,916038	0,999314	0,968132
				-0,232693	-0,259454	-0,102058	-0,144952	-0,041464	-0,065635
				0,645495	0,308121	0,863785	0,695599	0,948002	0,877326
						-0,200311	-0,229758	-0,099578	-0,139071
						0,533967	0,271651	0,804683	0,663241
								-0,186331	-0,218881
								0,493963	0,258626
$\Omega_к$	31,61441	7,33505	3,17919	2,02633	1,53363	1,30221	1,17436	1,10460	1,06240
$b(1)/\Delta b_{max}$	85./ 6,4	154./11,3	228./16.3	304./27,9	381./42,5	453./ 58.	535./ 81.	613./105.	690./130.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,9	2,5/ 4,5	2,6/ 8,4	4,3/14,4	3,8/ 24.	5,5/ 39.	4,4/ 64	6,0/ 104	4,7/ 171
δ	0,146	0,092	0,224	0,144	0,264	0,168	0,274	0,173	0,276
$t_н/t_з$	1,4/ 0,6	2,5/ 1,1	1,6/ 2,4	2,7/ 2,8	1,7/ 3,8	2,9/ 3,8	1,8/ 4,5	3,1/ 4,2	1,9/ 4,8
J/Q_{max}	0,8/ 1,0	1,7/ 2,0	3,5/ 3,7	5,3/ 6,4	9,8/ 11.	15,9/ 17.	26./ 28	43./ 46	70/ 76

Окончание табл.3.6

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Нули $T(\Lambda)$			a_{min} = 70 дБ,		a_{max} = 3,0 дБ				
	33,751114	6,765500	2,929054	1,883862	1,449115	1,247517	1,138901	1,080823	1,046734
			6,893785	2,901309	1,847607	1,637688	1,237908	1,135674	1,077741
					4,685102	2,322188	1,624574	1,331655	1,183498
							4,157194	2,163554	1,558737
									3,993278
Полюсы $T(\Lambda)$	−0,321958	−0,300679	−0,079983	−0,194489	−0,027247	−0,163407	−0,009595	−0,153156	−0,003379
	0,777260		0,950633		0,983873		0,994622		0,998049
		−0,147575	−0,209660	−0,046290	−0,093782	−0,016215	−0,037353	−0,005723	−0,013804
		0,905386	0,405962	0,972124	0,775957	0,990505	0,917521	0,996686	0,970460
				−0,142229	−0,162626	−0,060060	−0,088219	−0,022927	−0,037523
				0,635087	0,308316	0,863082	0,703824	0,950312	0,886661
						−0,124491	−0,146602	−0,058875	−0,085339
						0,538578	0,277223	0,814420	0,677822
								−0,117263	−0,141077
								0,505369	0,266688
$\Omega_к$	23,87149	5,86985	2,72016	1,80638	1,41412	1,22961	1,12924	1,07535	1,04361
$b(1)/\Delta b_{max}$	114./14,9	192./21,7	271./27,6	352./43,2	434./61,4	515./ 78.	597./107.	679./134.	760./161.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 2,2	3,7/ 5,1	2,2/ 9,7	5,9/17,0	3,0/ 29.	7,1/ 49.	3,4/ 84	7,6/ 141	3,6/ 239
δ	0,272	0,173	0,364	0,241	0,403	0,262	0,411	0,265	0,413
$t_н/t_з$	0,9/ 1,0	2,4/ 1,8	0.8/ 3.0	2,2/ 3,7	0,7/ 4,4	2,3/ 4,6	0,7/ 5,0	2,4/ 5.0	0,7/ 5,2
$\mathcal{J}/\Omega_{max}$	2,0/ 1,3	4,4/ 3,1	8.6/ 6.0	14,9/10,5	25,8/ 18.	43,5/ 31.	74./ 52	124./ 87	213/ 148

ТАБЛИЦА 3.7

ПАРАМЕТРЫ ОПТИМАЛЬНЫХ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ С ПОНИЖЕННОЙ ДОБРОТНОСТЬЮ ПОЛЮСОВ

N	8	9	10	8	9	10	10	9	10
	a_{min} = 40 дБ								
	a_{max} = 0,1 дБ			a_{max} = 0,2 дБ			a_{max} = 1 дБ	c_{max} = 3 дБ	
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,346766	-0,330185	-0,345264	-0,309944	-0,313060	-0,294664	-0,144115	-0,100582	-0,093233
	0,220286		0,211395	0,225432		0,211245	0,160929		0,167961
	-0,303132	-0,310450	-0,351173	-0,270496	-0,310008	-0,278352	-0,130214	-0,094597	-0,084873
	0,627771	0,405316	0,616624	0,644239	0,432664	0,619447	0,467229	0,352095	0,488289
	-0,229291	-0,252982	-0,350228	-0,222422	-0,285521	-0,338531	-0,104259	-0,077769	-0,071924
	0,919192	0,763105	0,845464	0,953578	0,766685	0,961824	0,728592	0,662575	0,765726
	-0,083148	-0,158590	-0,159147	-0,091673	-0,155885	-0,172952	-0,074139	-0,057314	-0,060472
	1,053645	1,075449	1,101213	1,054803	1,073449	1,096418	0,919680	0,897553	0,984825
		-0,141733	-0,159145		-0,155875	-0,172946	-0,029813	-0,028879	-0,060353
			1,101198			1,096382	1,001449		0,982872
$\Omega_к$	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,2	1,2	1,2
$b(1)/\Delta b_{max}$	428./22,9	451./20,9	475./20,6	429./23,3	453./21,2	479./21,3	701./60,2	666./66,2	703./64,5
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	6,0/14,6	6,7/13,6	7,0/13,6	6,0/14,5	6,8/13,9	6,9/13,9	7,9/41,8	11,9/38,6	6,2/32,7
J/Q_{max}	0,9/ 6,4	0,6/ 3,9	0,7/ 3,5	1,3/ 5,8	1,1/ 3,5	1,1/ 3,2	14,4/16,8	21,6/17,2	18,3/ 8,2

ТАБЛИЦА 3.8

НУЛИ ПОЛИНОМОВ БЕССЕЛЯ

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Полюсы $T(\Lambda)$	-1,500000	2,322184	2,896211	3,646738	4,248359	-4,971786	-5,587886	-6,297018	-6,922045
	0,866025		0,867234		0,867510		0,867614		0,867665
		-1,838906	-2,103788	-3,351955	-3,735707	-4,758290	-2,838984	-6,129368	-3,108915
		1,754380	2,657417	1,742661	2,626271	1,739285	6,353910	1,737847	8,232699
				-2,324674	-2,515931	-4,070139	-4,368289	-5,604422	-6,615292
				3,571023	4,492673	3,517174	4,414442	3,498157	2,611567
						-2,685677	-5,204841	-4,638439	-5,967527
						5,420693	2,616175	5,317271	4,384947
								-2,979260	-4,886220
								7,291464	6,224985

3.3. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ФИЛЬТРОВ С ЗАДАННЫМИ АЧХ И ФЧХ

Требования к АЧХ или характеристике затухания у таких фильтров формулируются так же, как и для фильтров рассмотренных в подразд. 3.1 (см. рис. 3.1). Кроме того, для данного типа фильтров важными являются также требования к ФЧХ. Как правило, в пределах полосы пропускания стремятся получить ФЧХ, близкую к линейной, а в полосе задерживания требования к ФЧХ не задаются. График допусков ФЧХ изображен на рис. 3.10.

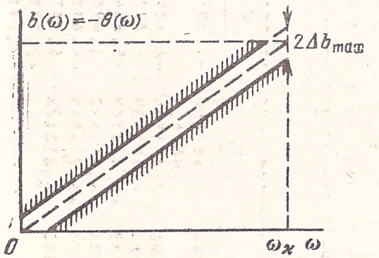


Рис. 3.10. График допусков ФЧХ

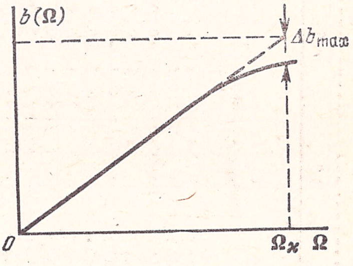


Рис. 3.11. График частотной зависимости фазовой характеристики полиномиального фильтра Бесселя

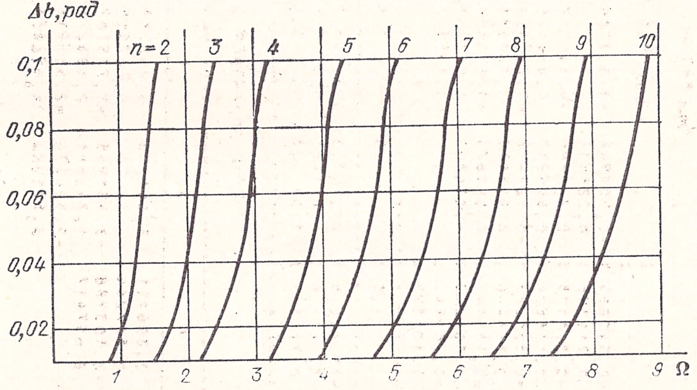


Рис. 3.12. Зависимости отклонений аргументов полиномов Бесселя от линейного закона

Передаточные функции фильтров Бесселя. Высокую линейность фазочастотных характеристик обеспечивают полиномиальные фильтры Бесселя. Операторная передаточная функция таких фильтров определяется выражением

$$T(\Lambda) = b_0/B_n(\Lambda),$$

где $B_n(\Lambda)$ — полином Бесселя, а фазовая характеристика $b(\Omega) = -\arg T(j\Omega) = \arg B_n(j\Omega)$. Примерный график этой характеристики показан на рис. 3.11. Отклонение ФЧХ от линейной зависимости $\Delta b(\Omega) = \Omega - \arg B_n(j\Omega)$ достигает максимума на границе полосы пропускания.

Графики зависимости $\Delta b(\Omega)$ для различных порядков полиномов Бесселя приведены на рис. 3.12. Вследствие особенностей решения задачи аппроксимации граничная частота полосы пропускания $\Omega_{\varkappa} = \omega_{\varkappa}/\omega_0$ может отличаться от единицы. Значения нулей полиномов Бесселя даны в табл. 3.8.

Фильтры Бесселя обладают низкой селективностью что видно из графиков, приведенных на рис. 3.13. Поэтому вместо полиномиальных фильтров Бессе-

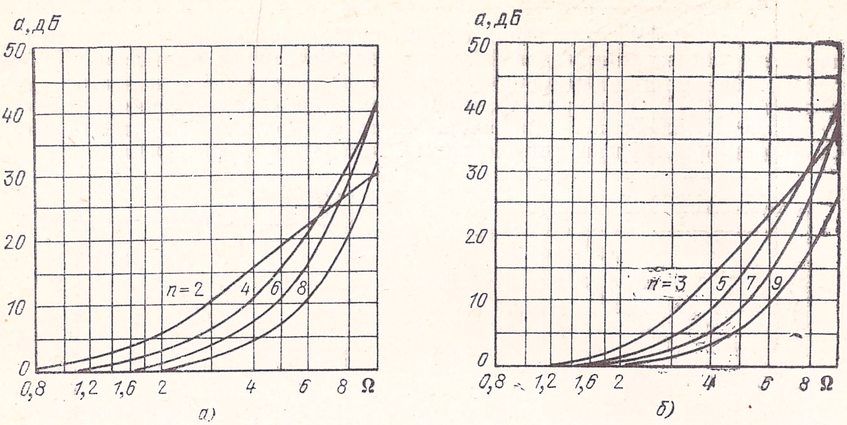


Рис. 3.13. Характеристики затухания полиномиальных фильтров Бесселя: а) при $n = 2, 4, 6, 8$; *б*) при $n = 3, 5, 7, 9$

ля используют оптимальные фильтры, синтезированные по требованиям, одновременно предъявляемым к АЧХ (см. рис. 3.1) и ФЧХ (см. рис. 3.10).

Передаточные функции оптимальных фильтров с линейной фазой. Рассматриваемые функции названы оптимальными потому, что среди других функций того же порядка у которых в полосе пропускания $\Omega \in [0, 1]$, неравномерность затухания и отклонение рабочей фазы $b(\Omega)$ от линейного закона не превосходят $a_{\max}$ и $b_{\max}$, в полосе задерживания $\Omega \in [\Omega_k, \infty]$ передаточная функция рассматриваемого фильтра обеспечивает наибольшее значение $a_{\min}$. В справочнике представлены две разновидности таких функций: полиномиальные и со всплесками затухания. Первые из них в полосе задерживания имеют монотонно возрастающие характеристики затухания, вторые — характеристики типа фильтров Золотарева—Кауэра.

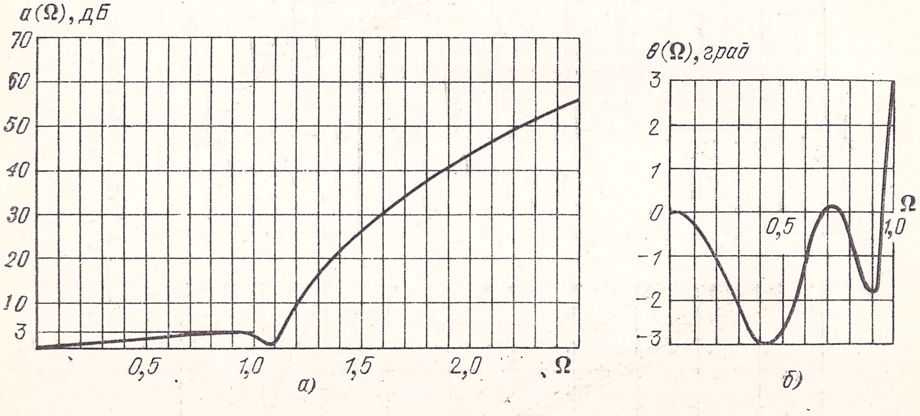
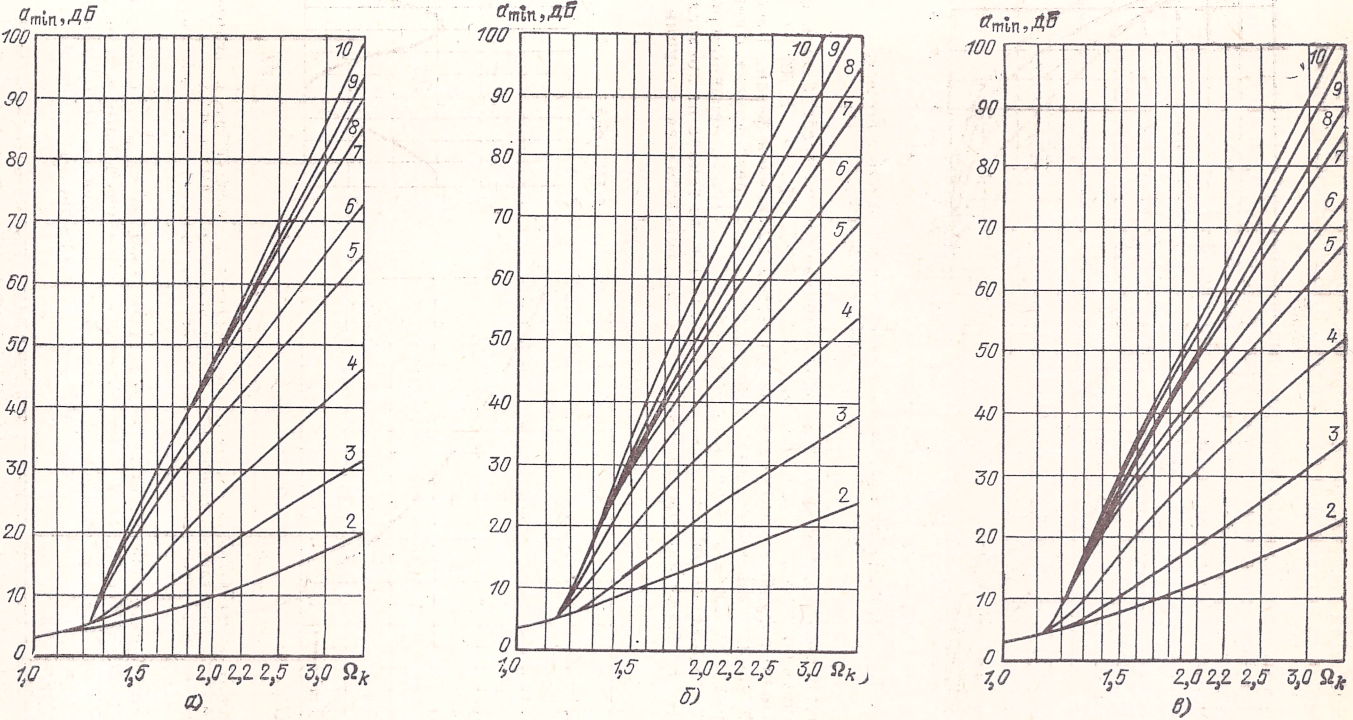


Рис. 3.14. Частотные характеристики оптимального фильтра с линейной фазой, синтезируемого по требованиям, одновременно предъявляемым к АЧХ и ФЧХ: *а*) затухания; *б*) отклоненные фазы от линейной зависимости ($n=6$; $a_{\max}=3$ дБ; $\theta_{\max}=3°$)

На рис. 3.14 в качестве примера дан график частотной зависимости затухания оптимального фильтра с линейной фазой полиномиального типа 6-го порядка, у которого $a_{\max} = 3$ дБ; $b_{\max} = 3°$.

В табл. 3.9 приведены значения полюсов передаточных функций полиномиальных оптимальных фильтров с линейной фазой для $\Omega_k = 3$; $a_{\max} = 3$ дБ и



а) б) в)

Рис. 3.15. Графики для определения порядка передаточной функции при:
а) a_{max} = 3 дБ; b_{max} = 1°; *б)* a_{max} = 3 дБ; b_{max} = 5°; *в)* a_{max} = 3 дБ; b_{max} = 3°

$b_{\max} = 1,\ 3,\ 5°$. Для удобства выбора порядка передаточной функции по заданным требованиям к затуханию и фазе на рис. 3.15 приведены соответствующие графики.

Значения нулей и полюсов передаточных функций оптимальных фильтров с линейной фазой и всплесками затухания для $a_{\min} = 30,\ 40,\ 50,\ 60$ дБ; $a_{\max} = 0{,}5;\ 1;\ 3$ дБ и $\Delta b_{\max} = 3°$ представлены в табл. 3.10. Графики, облегчающие выбор передаточной функции, изображены на рис. 3.16.

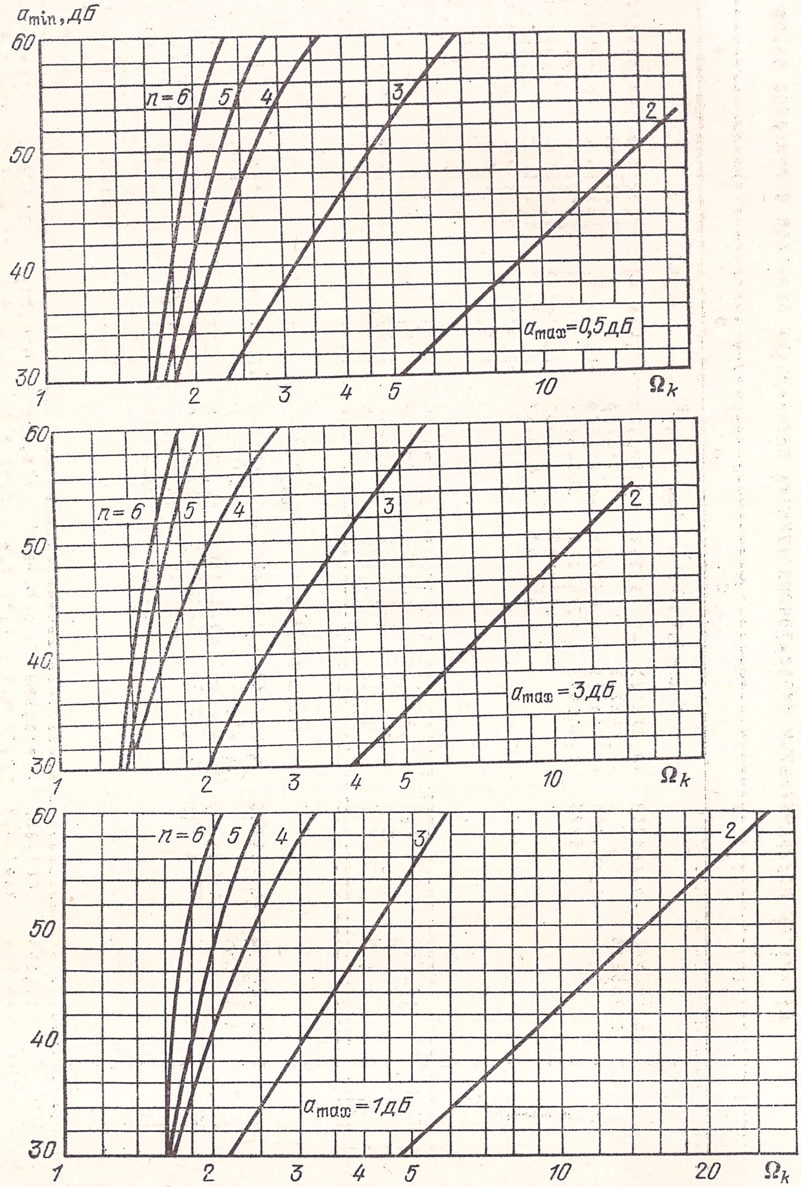


Рис. 3.16. Графики для выбора передаточных функций фильтров с линейной фазой и всплесками затухания

ТАБЛИЦА 39

ПАРАМЕТРЫ ПОЛИНОМИАЛЬНЫХ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ОПТИМАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ С ЛИНЕЙНОЙ ФАЗОЙ

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{max} = 3,0 дБ;		b_{max} = 1,0°		$\Omega_к$ = 3		
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,774256	-0,681252	-0,278073	-0,457354	-0,078843	-0,496762	-0,071908	-3,015612	-0,079240
	0,705808		1,192758		1,142496		1,251761		1,256352
		-0,549500	-0,500170	-0,088792	-0,416870	-0,073651	-0,398476	-0,073966	-0,465522
		1,111773	0,400092	1,146023	0,648227	1,170478	1,062214	1,247013	1,172421
				-0,389195	-0,610555	-0,486838	-0,606534	-0,399931	-0,837092
				0,613192	0,847087	0,505394	0,455403	1,086327	0,540670
						-0,478739	-0,611086	-0,612213	-0,878584
						0,903612	0,379813	0,457087	0,466448
								-0,626512	-1,142171
								0,384987	0,127287
$b(1)$	86,392	119,652	168,565	215,616	228,583	289,805	305.134	319,004	335,335
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,3	2,2/ 2,3	2,8/ 3,5	3,8/ 4,9	2,6/ 6,2	5,0/ 5.9	5,2/ 5,8	5,4/ 6,1	5,9/ 6,4
Q_{max}	0,677	1,128	2,202	6,473	7,263	7.962	8,718	8,444	7,943
			a_{max} = 3,0 дБ;		b_{max} = 5,0°		$\Omega_к$ = 3		
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,523753	-0,409578	-0,167082	-0,319918	-0,065396	-0,341783	-0,060926	-0,477126	-0,066552
	0,721307		1,064401		1,077538		1,098986		1,112344
		-0,299117	-0,320722	-0,072755	-0,302058	-0,065027	-0,385106	-0,068015	-0,341455
		1,042918	0,380194	1,084934	0,634388	1,097561	0,718992	1,114188	1,047696
				-0,265161	-0,529450	-0,381811	-0,479100	-0,513419	-0,416438
				0,602862	0,627426	0,602457	1,557474	0,879901	0,535395
						-0,519764	-0,657384	-0,660831	-0,862475
						0,832570	0,565011	0,734617	1,027561
								-0,787338	-0,696340
								0,516898	1,713030
$b(1)$	101,094	141,232	203,853	247,721	275,421	317,814	274,213	366,447	319,425
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,3/ 1,6	2,9/ 3,7	2,9/ 6,1	4,5/ 7,6	2,9/ 9,3	5,6/ 8,3	3,4/ 8,6	6,3/ 8,9	3,8/10,2
Q_{max}	0,851	1,814	3,224	7,473	8,254	8,454	9,033	8,206	8,372

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ.3.9

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
			a_{max} = 3,0 дБ,		b_{max} = 3,0^0	$\Omega_к$ = 3			
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,614000	-0,526500	-0,185991	-0,376237	-0,076810	-0,485040	-0,067907	-0,631673	-0,064732
	0,710985		1,097360		1,099359		1,098807		1,153125
		-0,396934	-0,353360	-0,078400	-0,341424	-0,068716	-0,447695	-0,068231	-0,514698
		1,064869	0,381421	1,087093	0,621206	1,099899	0,676497	1,123507	0,918354
				-0,308745	-0,444185	-0,454090	-0,679856	-0,504788	-0,771943
				0,579406	1,106644	0,619476	1,421238	0,827093	0,618030
						-0,637043	-0,853472	-0,717666	-0,945332
						0,672241	0,443496	0,655825	0,421056
								-0,853234	-0,838732
								0,533362	1,629470
$b(1)$	95,466	132,070	193,217	241,882	226,281	307,444	278,611	353,965	327,706
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,5	2,5/ 3,0	2,9/ 5,1	4,2/ 7,3	2,1/ 8,5	5,2/ 8,0	3,9/ 8,7	6,0/ 8,1	5,0/ 7,8
Q_{max}	0,765	1,432	2,992	6,951	7,174	8,019	8,106	8,248	8,918

ТАБЛИЦА 3.10

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ОПТИМАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ СО ВСПЛЕСКАМИ ЗАТУХАНИЯ И ЛИНЕЙНОЙ ФАЗОЙ

N	2	3	4	5	6	3	4	5	6
		a_{min} = 30 дБ,	a_{max} = 1 дБ,	Δb_{max} = 3^0		a_{min} = 40 дБ,	a_{max} = 1 дБ,	Δb_{max} = 3^0	
Нули $T(\Lambda)$	6,862909	2,424261	1,749599	1,667926	1,641902	3,454802	2,090707	1,923240	1,768045
			3,818659	2,322604	2,114715		4,668311	2,954320	2,174211
					9,161227				5,240823
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,766394	-0,699907	-0,141117	-0,790658	-0,132620	-0,665265	-0,155483	-0,923482	-0,259557
	0,950500		1,239667		1,331922		1,200903		1,552154
		-0,259759	-0,769941	-0,104933	-1,178467	-0,307771	-0,620636	-0,146877	-0,192414
		1,219807	0,559179	1,390187	0,408332	1,198921	0,495365	1,294868	1,307705
				-0,514784	-0,508265			-0,856119	-0,830966
				1,255968	1,582739			0,990695	0,458096

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.10

N	2	3	4	5	6	3	4	5	6
$\Omega_к$	4,868	2,149	1,652	1,621	1,597	3,018	1,953	1,844	1,731
$b(1)$	72,244	98,100	120,397	114,915	125,224	105,522	140,270	137,447	140,054
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,0/ 1,5	1,8/ 2,8	1,9/ 3,1	1,9/ 2,8	2,0/ 3,0	1,9/ 2,8	2,2/ 3,6	2,3/ 3,2	2,3/ 3,4
δ	0,077	0,094	0,132	0,113	0,123	0,082	0,134	0,126	0,132
$t_н/t_з$	1,8/ 0,3	2,2/ 0,6	2,2/ 0,9	2,3/ 0,8	2,2/ 0,9	2,2/ 0,7	2,1/ 1,3	2,2/ 1,2	2,1/ 1,3
Q_{max}	0,797	2,401	4,421	6,643	5,046	2,011	3,894	4,436	3,435
	a_{min} = 50 дБ, a_{max} = 1 дБ, Δb_{max} = 3°					a_{min} = 60 дБ, a_{max} = 1 дБ, Δb_{max} = 3°			
Нули $T(\Lambda)$	21,263062	4,877825	2,715383	2,226830	1,872728	7,106219	3,448551	2,598146	2,117172
			9,793325	3,564473	2,401777		12,135567	4,116940	2,732210
					8,880371				8,352532
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,758533	-0,623605	-0,166166	-1,044645	-0,098664	-0,614253	-0,172542	-0,750236	-0,170581
	0,931092		1,167411		1,422135		1,159532		1,377486
		-0,292562	-0,536484	-0,149986	-0,289108	-0,298091	-0,517654	-0,154672	-0,302808
		1,190905	0,453450	1,260078	1,217066	1,189878	0,440802	1,254693	1,228539
				-0,766454	-0,589123			-0,677897	-0,534675
				0,724697	0,433574			0,794233	0,420099
$\Omega_к$	15,073	4,247	2,498	2,127	1,829	6,169	3,177	2,482	2,060
$b(1)$	73,746	107,321	155,675	155,722	168,028	108,192	160,123	166,654	182,125
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,1/ 1,5	2,0/ 2,9	2,4/ 4,2	2,5/ 3,6	2,7/ 3,9	2,0/ 2,9	2,5/ 4,3	2,8/ 3,8	2,9/ 4,3
δ	0,077	0,093	0,133	0,131	0,151	0,093	0,131	0,121	0,156
$t_н/t_з$	1,7/ 0,4	2,0/ 0,9	2,1/ 1,6	2,1/ 1,5	2,0/ 1,8	2,0/ 0,9	2,0/ 1,6	2,2/ 1,7	2,0/ 2,1
Q_{max}	0,792	2,096	3,548	4,230	7,224	2,058	3,397	4,087	4,068
	a_{min} = 30 дБ, a_{max} = 0,5 дБ, Δb_{max} = 3°					a_{min} = 40 дБ, a_{max} = 0,5 дБ, Δb_{max} = 3°			
Нули $T(\Lambda)$	7,442457	2,628074	1,956336	1,822250	1,688725	3,656689	2,330901	2,066124	1,984078
			4,536628	2,728638	2,019468		5,433067	3,137201	2,514532
					4,814706				12,386876

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.10

N	2	3	4	5	6	3	4	5	6
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,794154	-0,846881	-0,194963	-1,186224	-0,111257	-0,783496	-0,208178	-0,998685	-0,390849
	1,052587		1,316002		1,541834		1,291187		1,823274
		-0,322937	-0,922634	-0,162520	-1,186195	-0,344380	-0,768000	-0,180821	-0,229285
		1,250504	0,621156	1,410117	0,568704	1,224298	0,566821	1,409878	1,337170
				-0,864992	-0,277532			-0,795837	-0,882378
				1,299942	1,410144			1,136387	0,527678
$\Omega_к$	5,273	2,319	1,834	1,754	1,661	3,204	2,181	1,988	1,932
$b(1)$	65,060	93,773	109,540	108,156	109,499	100,044	123,682	124,396	134,277
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,4	1,6/ 2,5	1,7/ 2,6	1,7/ 2,5	1,7/ 2,6	1,7/ 2,6	1,9/ 2,9	2,0/ 2,8	2,1/ 3,1
δ	0,091	0,112	0,147	0,147	0,150	0,101	0,149	0,149	0,151
$t_и/t_з$	1,5/ 0,3	1,9/ 0,6	1,9/ 0,9	1,8/ 0,9	1,9/ 0,9	1,9/ 0,8	1,8/ 1,2	1,8/ 1,2	1,8/ 1,4
Q_{max}	0,830	2,000	3,412	4,367	6,947	1,847	3,141	3,930	2,959
Нули $T(\Lambda)$		$a_{min} = 50$ дБ,	$a_{max} = 0,5$ дБ,	$\Delta b_{max} = 3^0$		$a_{min} = 60$ дБ,	$a_{max} = 0,5$ дБ,	$\Delta b_{max} = 3^0$	
	22,798233	5,302431	2,858267	2,405189	2,026535	7,854136	3,855394	2,865000	2,295287
			6,808629	3,710626	2,534206		12,574237	4,527938	2,976063
					6,963692				8,530498
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,792974	-0,756350	-0,212674	-0,848106	-0,084987	-0,745252	-0,220958	-0,765033	-0,081616
	1,031293		1,238769		1,620916		1,207071		1,574103
		-0,356879	-0,677067	-0,191184	-0,272616	-0,362677	-0,640430	-0,176847	-0,315763
		1,209726	0,507281	1,391927	1,260727	1,203719	0,470491	1,417972	1,201314
				-0,723189	-0,671174			-0,624215	-0,663115
				1,031992	0,488395			0,945271	0,424903
$\Omega_к$	16,245	4,609	2,658	2,304	1,984	6,769	3,533	2,737	2,235
$b(1)$	66,415	103,282	138,120	139,008	148,382	104,636	147,191	148,553	161,570
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	0,9/ 1,4	1,8/ 2,6	2,2/ 3,3	2,3/ 3,1	2,3/ 3,4	1,8/ 2,6	2,3/ 3,6	2,5/ 3,1	2,6/ 3,7
δ	0,089	0,095	0,142	0,144	0,170	0,092	0,134	0,144	0,167
$t_н/t_з$	1,5/ 0,4	1,9/ 0,8	1,8/ 1,4	1,8/ 1,5	1,7/ 1,7	1,9/ 0,9	1,9/ 1,5	1,8/ 1,7	1,7/ 1,9
Q_{max}	0,820	1,767	2,955	3,674	9,549	1,733	2,777	4,040	9,656

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.10

N	2	3	4	5	6	3	4	5	6
	a_{min} = 30 дБ,	a_{max} = 3 дБ,	Δb_{max} = 3°			a_{min} = 40 дБ,	a_{max} = 3 дБ,	Δb_{max} = 3°	
Нули $T(\Lambda)$	5,556215	2,167328	1,436913	1,399752	1,314569	3,064808	1,723082	1,548717	1,512549
			3,022477	2,057076	1,503458		3,758370	2,301196	2,071730
					3,747523				11,839900
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,654342	-0,540935	-0,067663	-0,877164	-0,068551	-0,524879	-0,082847	-0,663716	-0,061437
	0,731598		1,115344		1,180809		1,111270		1,170672
		-0,311139	-0,489005	-0,055097	-0,111571	-0,353999	-0,410833	-0,066593	-0,990324
		1,155481	0,468052	1,168354	1,253855	1,114544	0,434413	1,144989	0,474376
				-0,724562	-0,543932			-0,609403	-0,802768
				0,828394	0,443687			0,745181	0,822692
$\Omega_к$	3,921	1,926	1,371	1,355	1,298	2,683	1,629	1,492	1,469
$b(1)$	91,602	110,824	147,550	147,117	154,855	124,872	162,446	172,761	180,930
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,5	2,3/ 3,1	2,2/ 4,9	2,4/ 3,8	2,4/ 4,4	2,4/ 3,0	2,4/ 5,3	2,9/ 4,7	2,9/ 4,4
δ	0,058	0,071	0,105	0,073	0,087	0,065	0,123	0,074	0,084
$t_н/t_з$	2,5/ 0,3	3,1/ 0,5	2,9/ 0,9	3,4/ 0,7	3,2/ 0,9	3,1/ 0,7	2,6/ 1,4	3,4/ 1,1	3,2/ 1,3
Q_{max}	0,750	1,923	8,257	10,615	8,627	1,652	6,725	8,611	9,540
	a_{min} = 50 дБ,	a_{max} = 3 дБ,	Δb_{max} = 3°			a_{min} = 60 дБ,	a_{max} = 3 дБ,	Δb_{max} = 3°	
Нули $T(\Lambda)$	16,680954	4,392419	2,193746	1,776864	1,607393	6,370588	3,044972	2,048439	1,852495
			5,219930	2,722948	2,055626		14,372733	3,197677	2,397538
					7,794564				8,970871
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,614454	-0,513559	-0,096573	-0,484519	-0,063724	-0,503153	-0,107598	-0,484092	-0,139277
	0,714944		1,112260		1,202544		1,115318		1,200551
		-0,366401	-0,377054	-0,074316	-0,374087	-0,371130	-0,382862	-0,076035	-0,245468
		1,093891	0,415001	1,147063	1,124917	1,082229	0,412608	1,114749	1,220613
				-0,505616	-0,437634			-0,446656	-0,344389
				0,754460	0,387168			0,647355	0,371412

ПРОДОЛЖЕНИЕ ТАБЛ. 3.10

N	2	3	4	5	6	3	4	5	6
$\Omega_к$	11,827	3,823	2,057	1,707	1,569	5,523	2,823	1,961	1.807
$b(1)$	95,175	128,519	170,362	108,802	204,316	130,692	171,844	208.761	210,088
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	1,4/ 1,5	2,5/ 3,0	2,6/ 5,4	3,6/ 4,9	3,2/ 4,9	2,6/ 3,1	2,6/ 5,3	3,6/ 6,0	3,2/ 5,5
δ	0,067	0,064	0,130	0,095	0,106	0,065	0,145	0,080	0,128
$t_в/t_з$	2,4/ 0,4	3,0/ 0,8	2,4/ 1,7	3,1/ 1,6	2,9/ 1,9	3,1/ 0,9	2,1/ 1,9	3,3/ 1,8	2,5/ 2,2
Q_{max}	0,767	1,574	5,780	7,734	9,449	1,541	5,207	7,348	4,339

ТАБЛИЦА 3.11

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ФИЛЬТРОВ С ОПТИМАЛЬНЫМИ ПЕРЕХОДНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

N	3	3	4	5	6	6	7
Нули $T(\Lambda)$		1,15208	1,08723	1,03356	1,03562	1,01869	1,01339
				1,50870		1,28812	1,20594
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,161733	-0,257533	-0,309621	-0,433476	-0,364052	-0,484417	-0,562022
			0,187608		0,172023	0,209888	
	-0,131639	-0,204109	-0,184237	-0,358806	-0,276182	-0,352882	-0,511206
	0,209160	0,333536	0,588981	0,438024	0,523364	0,627593	0,392152
				-0,101265	-0,067376	-0,033230	-0,339762
				0,848436	0,854364	0,917535	0,768383
							-0,007883
							0,939117
М	2,941	2,018	1,521	1,347	1,331	1,287	1,259

3.4. ФИЛЬТРЫ С ЗАДАННЫМИ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫМИ И ВРЕМЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

Фильтры с заданными амплитудно-частотными и временны́ми характеристиками решают две задачи:

частотное ограничение спектра амплитуд выходного сигнала;

формирование выходного сигнала желаемой формы при заданном воздействии.

Здесь представлены нули и полюсы передаточных функций фильтров двух типов. Фильтры первого типа (типа S) из ступенчатого воздействия с неограниченным спектром формируют близкий к ступенчатому сигнал с ограниченным спектром, а фильтры второго типа (типа D) из δ-импульсного сигнала с неограниченным спектром формируют импульсный сигнал также с ограниченным спектром. Примерный вид частотных и временны́х характеристик формирующих фильтров показан на рис. 3.17. На этих же рисунках отмечены и основные параметры характеристик фильтров: $1/\delta_{\text{М}}$ — максимальное значение АЧХ в полосе задерживания; Ω_{0i} — частоты, на которых АЧХ обращается в нуль; δ — выброс переходной (импульсной) характеристики; τ — время установления.

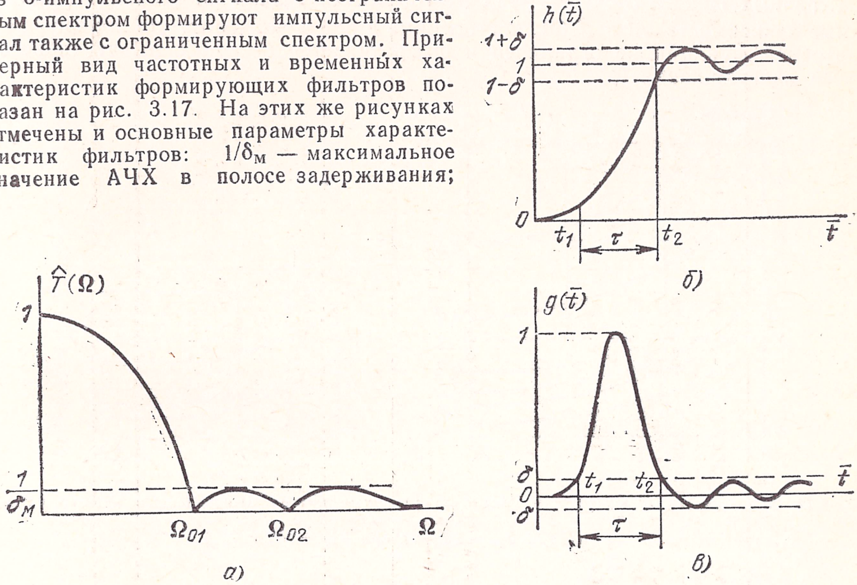


Рис. 3.17. Характеристики формирующих фильтров:
а) АЧХ; *б*) переходная; *в*) импульсная

Максимальное значение АЧХ и граничная частота полосы пропускания фильтров, данные которых приводятся в таблицах, равны единице. Заметим, что у таких фильтров понятие полосы перехода отсутствует. Частота $\Omega_0 = 1$ является нормированной граничной частотой полосы пропускания и полосы задерживания и называется частотой среза. Существенно отметить, что передаточные функции, нули и полюсы которых приведены в табл. 3.11 и 3.12, являются оптимальными в том смысле, что при заданных параметрах $\delta_{\text{М}}$ и δ обеспечивается минимальное время установления τ.

В таблицах используется следующая паспортизация:

для фильтров с оптимальными переходными характеристиками (фильтры типа S) — n, m, x_1, x_2, S;

для фильтров с оптимальными импульсными характеристиками (фильтры типа D) — n, m, x_1, x_2, D.

Значения букв в паспорте следующие:

n — степень полинома знаменателя передаточной функции $v_n(\Lambda)$;

m — степень полинома числителя передаточной функции $f_m(\Lambda)$;

$x_1 = \delta$ — значение выброса в процентах;

$x_2 = 1/\delta_М$ — максимальное значение АЧХ в полосе задерживания;

S (Stepfunction) — признак фильтра с оптимальной переходной характеристикой;

D (Diracfunction) — признак фильтра с оптимальной импульсной характеристикой.

В таблицах приведены также значения вспомогательного параметра $\overline{M} = f_0\tau$, где f_0 — частота среза. Этот параметр позволяет сравнивать между собой фильтры с различными частотами среза. Для удобства определения порядка передаточной функции фильтра на рис. 3.18 и 3.19 приводятся графики зависимости $\overline{M} = f(\delta)$ для различных порядков передаточных функций n, m и значений $1/\delta_М$, равных 10^{-2} и 10^{-3}. На этих же графиках указаны потенциально достижимые зависимости $\overline{M} = f(\delta)$, построенные в предположении, что порядок передаточной функции не ограничен и обеспечивается бесконечное затухание в полосе задерживания.

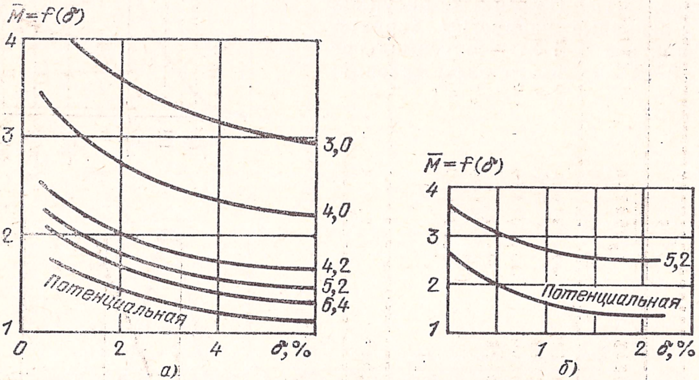


Рис. 3.18. Зависимость $M = f(\delta)$ для фильтров с оптимальными импульсными характеристиками:
а) при $\delta_М = 10^2$; *б*) при $\delta_М = 10^3$

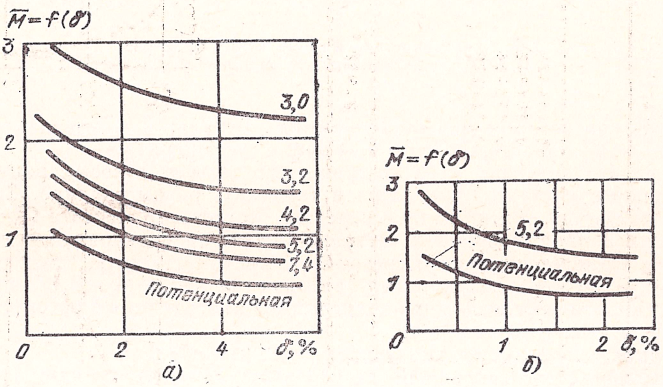


Рис. 3.19. Зависимость $\overline{M}=f(\delta)$ для фильтров с оптимальными переходными характеристиками:
а) при $\delta_М = 10^2$; *б*) при $\delta_М = 10^3$

Пример 3.2. Пусть требуется сконструировать передаточную функцию фильтра типа S по следующим исходным данным: частота среза $f_0 = 2$ кГц; ослабление в полосе задерживания $\delta_М = 10^2$; время установления $\tau \leqslant 0,7$ мс; выброс переходной характеристики $\delta \leqslant 1\%$.

ТАБЛИЦА 3.12

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ФИЛЬТРОВ С ОПТИМАЛЬНЫМИ ИМПУЛЬСНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

N	I	3	4	4	5	6	6	7
Нули $T(\Lambda)$	I			1,090283	1,058338	1,039066	1,020604	1,009377
	I						1,260113	1,166511
Полюсы $T(\Lambda)$	I	-0,155189	-0,164339	-0,301823	-0,331005	-0,328286	-0.424495	-0.491387
	I		0,381342	0,191283		0.176236	0.202799	
	I	-0,145302	-0,193466	-0,240044	-0,301686	-0,277051	-0.347385	-0.459852
	I	0,206887	0,124129	0,536420	0.381777	0.530379	0.609770	0.375589
	I				-0.196574	-0.135382	-0.078214	-0.346058
	I				0.779083	0,893976	0,983955	0.750912
	I							-0.021464
	I							0.979714
M	I	4,047	2,932	2,069	1,912	1,891	1,810	1,799

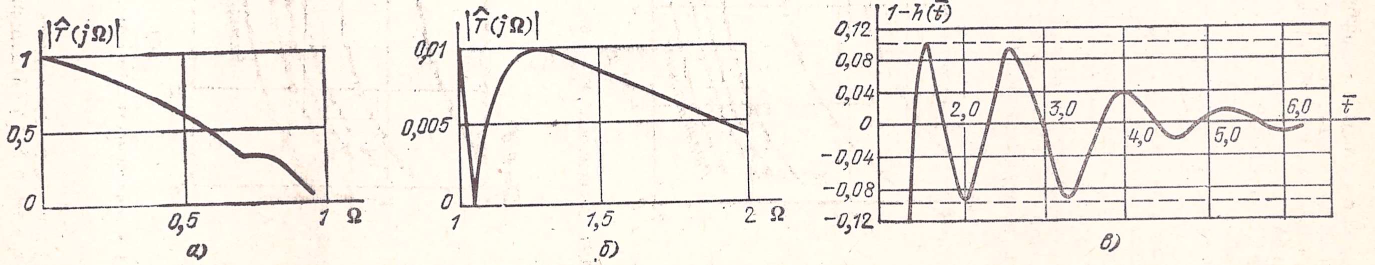


Рис. 3.20. Характеристики фильтра с паспортом 5,2; 0,1; 10^{-2}; S:
а) АЧХ в полосе пропускания; *б)* АЧХ в полосе задерживания; *в)* переходная

Расчет 1. Вычисляем $\overline{M} = f_0\tau = 1,4$.

2. По графикам рис. 3.19 находим, что указанные требования удовлетворяются при значениях параметров $(n, m) = (5, 2), (7\ 4)$.

Выбираем передаточную функцию минимального порядка с паспортом **(5,** 4, 1, 10^{-2}, S).

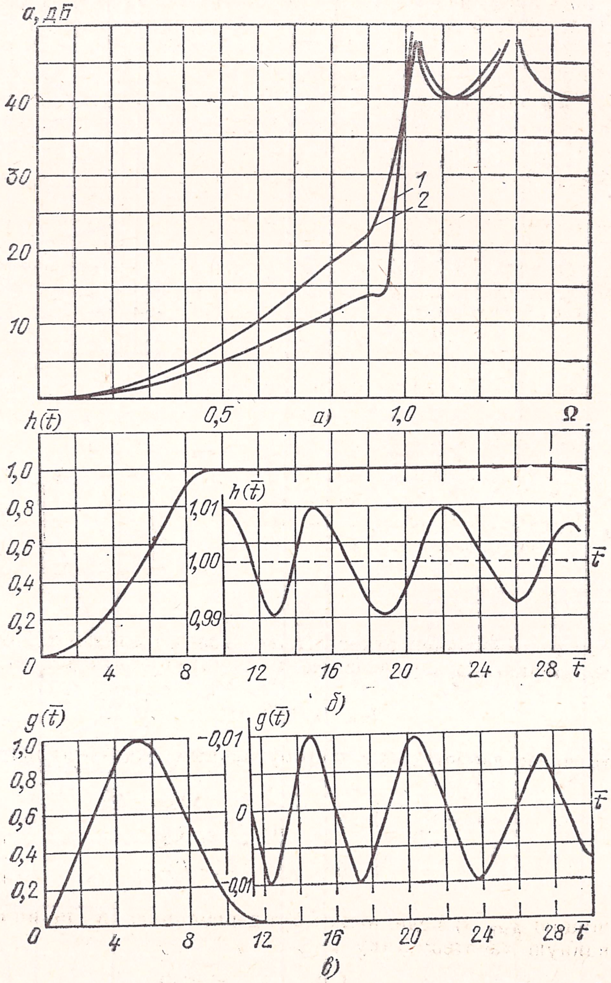


Рис. 3.21. Характеристики фильтров с паспортами 6,4; 1; 10^{-2}; S и 6,4; 1; 10^{-2}; D: *a*) затухания (*1* — для фильтра S; *2* — для фильтра D); *б*) переходная фильтра S; *с*) импульсная фильтра D

3. Из табл. 3.11 выписываем нули и полюсы передаточной функции: $\Omega_{10} = 1,03356$; $\Omega_{20} = 1,50870$; $\Lambda_1 = -0,433476$; $\Lambda_{2,3} = -0,358806 \pm j0,438024$; $\Lambda_{4,5} = -0,101265 \pm j0,848436$.

4. После денормирования получаем

$$T(p) = M_{\text{нч}} \frac{(p^2+\omega_{10}^2)(p^2+\omega_{20}^2)}{(p+a)(p^2+a_{11}p+a_{10})(p^2+a_{21}p+a_{20})},$$

где $\omega_{10}^2 = 1{,}686907 \cdot 10^8$; $\omega_{20}^2 = 3{,}594393 \cdot 10^8$; $M_{\text{НЧ}} = aa_{10}a_{20}/\omega_{10}^2\omega_{20}^2 = 5{,}243867 \cdot 10^2$; $a = 5{,}447220 \cdot 10^3$; $a_{10} = 50{,}62819 \cdot 10^6$; $a_{11} = 9{,}017773 \times 10^3$; $a_{20} = 115{,}2925 \cdot 10^6$; $a_{21} = 2{,}545067 \cdot 10^3$.

Амплитудно-частотная и переходная характеристики фильтра типа S приведены на рис. 3.20.

На рис. 3.21 представлены реальные характеристики двух фильтров с паспортами 6, 4, 1, 10^{-2}, S и 6,4, 1, 10^{-2}, D, позволяющие наглядно оценить их особенности.

3.5. ФИЛЬТРЫ С ЗАДАННЫМИ ВРЕМЕННЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

К данным фильтрам относятся согласованные фильтры и формирующие цепи.

Согласованным фильтром называется линейный четырехполюсник, на выходе которого в определенный момент времени максимизируется отношение реакции на сигнал заданной формы к среднеквадратическому значению помехи. Импульсная характеристика идеального согласованного фильтра $g_{\text{ИД}}(t)$ связана с функцией $s(t)$, описывающей сигнал соотношением

$$g_{\text{ИД}}(t) = Gs(t_0 - t),$$

где G — константа; t_0 — момент отсчета.

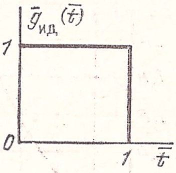


Рис. 3.22. Импульсная характеристика $\bar{g}_{\text{ИД}}(\bar{t})$ идеального фильтра, согласованного с видеоимпульсом

Если сигнал симметричен относительно своего среднего положения, то импульсная характеристика согласованного фильтра совпадает по форме с сигналом, т. е.

$$g_{\text{ИД}}(t) = Gs(t).$$

Пусть сигнал представляет собой прямоугольный видеоимпульс

$$s(t) = \begin{cases} 0 & t < 0, \\ E & 0 \leqslant t \leqslant T_{\text{c}}, \\ 0 & t > T_{\text{c}}. \end{cases}$$

Выражая функцию $g_{\text{ИД}}(t)$ в единицах GE и переменную t в единицах T_{c}, получаем нормированную харатеристику

$$\bar{g}_{\text{ИД}}(\bar{t}) = \begin{cases} 0 & \bar{t} < 0, \\ 1 & 0 \leqslant \bar{t} \leqslant 1, \\ 0 & \bar{t} > 1. \end{cases}$$

Таким образом, импульсная характеристика идеального согласованного фильтра для прямоугольного видеоимпульса будет иметь вид как показано на рис. 3.22.

Передаточная функция согласованного фильтра лишь постоянным множителем отличается от комплексно-сопряженной функции преобразования Фурье сигнала

$$T_{\text{ИД}}(j\omega) = GS(-j\omega)\,e^{-j\omega t_0}.$$

Для прямоугольного видеоимпульса комплексная спектральная плотность равна

$$S(\mathrm{j}\,\omega)=E\left[\left(1-\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\omega T_{\mathrm{c}}}\right)/\mathrm{j}\,\omega\right].$$

При $GET_{\mathrm{c}}=1$ частотные характеристики фильтра равны: нормированная амплитудно-частотная

$$\left|\widehat{T}_{\text{ид}}(\mathrm{j}\,\omega)\right|=\frac{2}{\omega T_{\mathrm{c}}}\left|\sin\frac{\omega T_{\mathrm{c}}}{2}\right|$$

и фазовая $b(\omega)=-\arg\widehat{T}_{\text{ид}}(\mathrm{j}\,\omega)=\dfrac{\omega T_{\mathrm{c}}}{2}-\arg\left\{\sin\dfrac{\omega T_{\mathrm{c}}}{2}\right\}$.

Графики этих характеристик приведены на рис. 3.23.

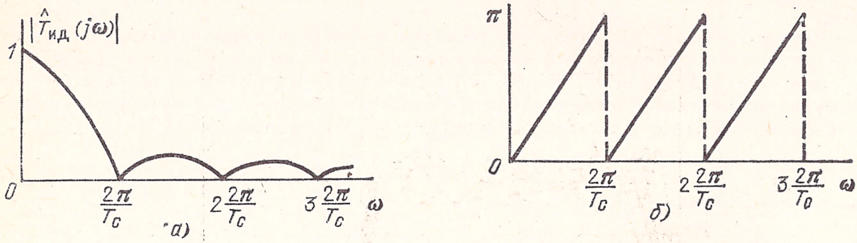


Рис. 3.23. Амплитудно- (*а*) и фазочастотные (*б*) характеристики идеального фильтра, согласованного с видеоимпульсом

Отношение квадрата напряжения реакции на сигнал в момент отсчета к средней мощности флуктуационной помехи на выходе идеального согласованного фильтра

$$u_{\text{ид}}^2\,(T_{\mathrm{c}})/N=Э/N=\rho_{\max},$$

где $Э=G^2\int\limits_{-\infty}^{\infty}s^2\,(t)dt$ — полная энергия сигнала на выходе фильтра; N — средняя мощность флуктуационной помехи.

У реального согласованного фильтра отношение квадрата напряжения реакции к дисперсии флуктуационной помехи ρ меньше, чем $\rho_{\max}$, а импульсная характеристика отличается от функции, график которой изображен на рис. 3.22. Поэтому реальный согласованный фильтр принято характеризовать отношением $\rho/\rho_{\max}$. Зависимость $\rho/\rho_{\max}$ от сложности реального согласованного фильтра представлена в табл. 3.13. Кроме того, в таблице помещены нормиро-

Таблица 3.13

Зависимость отношения квадрата напряжения реакций к дисперсии флуктуационной помехи от порядка передаточной функции согласованного фильтра

n	$t_{\max}/T_{\mathrm{c}}$	$\rho/\rho_{\max}$	$u'(t_{\max}/T_{\mathrm{c}})$
2	1,025	0,8363	0,0157
3	1,0	0,9062	0,0414
4	1,02	0,9153	0,0099
5	1,0	0,9434	0,025
6	1,01	0,9426	0,007
7	1,0	0,9596	0,017
8	1,0	0,965	0,005
9	1,0	0,9871	0,0017

ванные моменты времени, в которые производятся отсчеты сигнала $t_{\max}/T_c$ и остаточная реакция от предыдущего импульса в момент отсчета $u'(t_{\max}/T_c)$. При конструировании передаточных функций реальных согласованных фильтров можно использовать данные табл. 3.14. Они получены в результате решения задачи наилучшего среднеквадратического приближения импульсных характеристик физически реализуемых цепей к идеальной, что дает основание называть соответствующие согласованные фильтры оптимальными. Импульсные характеристики этих фильтров изображены на рис. 3.24.

Пример 3.3. Рассчитать передаточную функцию согласованного фильтра для прямоугольного видеоимпульса длительностью 1 мс. Фильтр должен обеспечивать отношение $\rho/\rho_{\max} \geqslant 0,94$.

Расчет. 1. Используя табл. 3.13, определяем порядок передаточной функции $n = 5$.

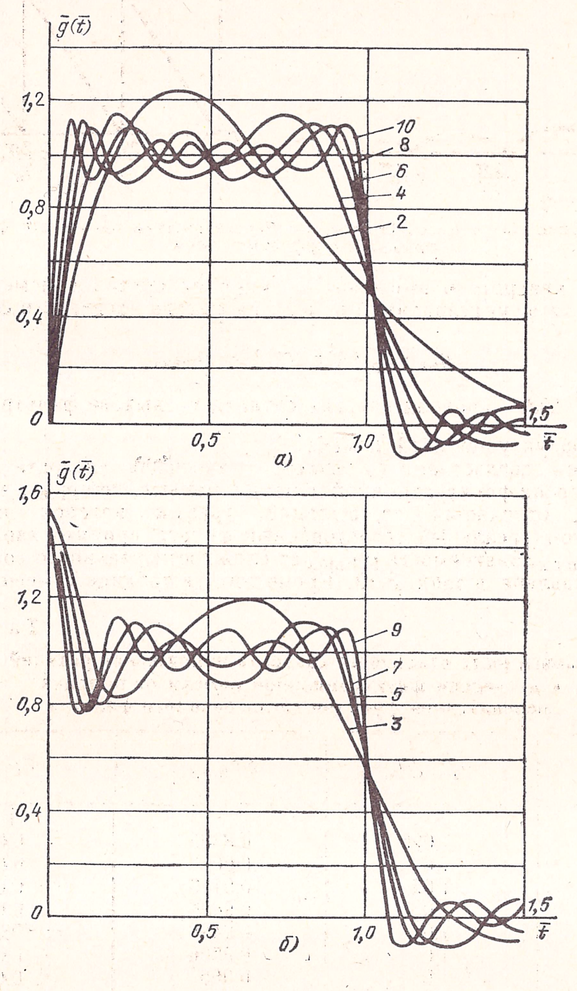


Рис. 3.24. Импульсные характеристики реальных оптимальных фильтров, согласованных с видеоимпульсами

ТАБЛИЦА 3.14

ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ СОГЛАСОВАННЫХ ФИЛЬТРОВ

N	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Нули $T(\Lambda)$		0,974949	0,982529	0,982529	1,011720	0,987243	1,009526	0,990056	1,008355
				1,986204	1,996424	1,977702	2,008017	1,980780	2,010801
						3,000598	2,991248	2,975871	3,006424
								4,013793	3,988531
Полюсы $T(\Lambda)$	-0,359125	-0,354696	-0,719502	-0,426918	-0,834460	-0,477396	-0,248213	-0,519572	-0,228822
	0,290970		0,146940		0,257501		2,799473		3,789030
		-0,213192	-0,337796	-0,182340	-0,585841	-0,170952	-0,473183	-0,167214	-0,408020
		0,738970	0,963637	1,690219	1,004617	2,666071	1,830500	3,648362	2,815820
				-0,305495	-0,292349	-0,252598	-0,774020	-0,232695	-0,645807
				0,772614	1,863299	1,721123	0,949205	2,697820	1,859527
						-0,366882	-1,050346	-0,306103	-0,893833
						0,789438	0,210894	1,736176	1,079123
								-0,417167	-1,003804
								0,800537	0,324746
$b(1)/\Delta b_{max}$	138./18,1	24./89,8	14./89,4	15./89,6	184./ 0,6	10./ 90.	182./ 0.	7./ 90.	181./ 0.
$t_{гр}(0)/t_{гр}(1)$	3,4/ 0,8	3,5/ 2,3	3,3/ 4,0	3,4/ 2,9	3,2/ 3,3	3,3/ 3.	3,2/ 3.	3,2/ 3.	3,2/ 3.
δ	0,021	0,050	0,015	0,027	0,006	0,018	0,004	0,013	0,004
$t_н/t_з$	7,3/ 0,5	6,4/ 0,2	6,7/ 0,3	6,4/ 0,1	6,5/ 0,1	6,3/ 0,1	6,4/ 0,1	6,3/ 0,1	6,4/ 0,1
Q_{max}	0,644	1,804	1,511	4,662	3,226	7,814	5,661	10,921	8,295
$\eta(\bar{a})$	0,605	0,270	0,242	0,141	0,131	0,089	0,079	0,057	0,046

2. Из табл. 3.14 выписываем значения нулей и полюсов передаточной функции для $m = 4$ и $n = 5$:

$\Omega_{10} = 0{,}982529$; $\Omega_{20} = 1{,}986204$; $\Lambda_1 = -0{,}426918$; $\Lambda_{2,3} = -0{,}182340 \pm j1{,}690219$; $\Lambda_{4,5} = -0{,}305495 \pm j0{,}772614$.

3. Составляем выражение для функции $T(\Lambda)$:

$$T(\Lambda) = \frac{M}{\Lambda - \Lambda_1} \prod_{i=1}^{2} \frac{\Lambda^2 + \Omega_{i0}^2}{\Lambda^2 + A_{i1}\,\Lambda + A_{i0}},$$

где $\Omega_{10}^2 = 0{,}965363$, $A_{10} = 2{,}890088$, $A_{21} = 0{,}610990$, $A_{11} = 0{,}364680$, $\Omega_{20}^2 = 3{,}945006$, $A_{20} = 0{,}690260$.

4. Подставляя вместо Λ значение $\Lambda = pT_c = p/10^3$, получаем

$$T(p) = \frac{M_{\text{нч}}}{p + a} \prod_{i=1}^{2} \frac{p^2 + \omega_{i0}^2}{p^2 + a_{i1}\,p + a_{i0}},$$

где $M_{\text{нч}} = a \prod\limits_{i=1}^{2} a_{i0}/\omega_{i0}^2 = 0{,}223630 \cdot 10^3$, $a = 0{,}426918 \cdot 10^3$, $\omega_{10}^2 = 0{,}965363 \cdot 10^6$,

$a_{11} = 0{,}364680 \cdot 10^3$, $a_{10} = 2{,}890088 \cdot 10^6$, $\omega_{20}^2 = 3{,}945006 \cdot 10^6$, $a_{21} = 0{,}610990 \cdot 10^3$,

$a_{20} = 0{,}690260 \cdot 10^6$.

3.6. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ФИЛЬТРОВ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ, ПОЛОСОВЫХ И РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

Передаточные функции фильтров с заданными АЧХ. Для расчета передаточных функций фильтров любого типа необходимо предварительно определить требования к НЧ-прототипу. Для этого рассчитывается частота Ω_k по формулам, приведенным в табл. 3.15. Методика расчета частоты Ω_k для полосового фильтра иллюстрируется следующим примером.

Пример 3.4. Пусть требования к полосовому фильтру заданы: $a_{\max} = 3$ дБ в полосе частот $16{,}3$ кГц $= f_{-\varkappa} \leqslant f \leqslant f_{\varkappa} = 19{,}4$ кГц; $a_{\min} = 40$ дБ в полосе частот $f \leqslant f_{-k} = 15{,}4$ кГц; $f \geqslant f_k = 20{,}3$ кГц. Необходимо сформулировать требования к соответствующему прототипу.

Для фильтров, рассчитываемых по НЧ-прототипу, должны быть выполнены условия геометрической симметрии $f_{-\varkappa} f_{\varkappa} = f_{-k} f_k$. Поэтому симметрирование требований к ПФ осуществляется так, чтобы исходные условия не нарушались. Для этого можно, например, изменить одну из частот: f_{-k} либо f_k. В данном случае изменим f_{-k}. Вычисляем новое значение этой частоты:

$$f'_{-k} = f_{-\varkappa} f_{\varkappa} / f_k = 15{,}577339 \text{ кГц}.$$

При этом полоса перехода слева от полосы пропускания будет меньше, чем задано, т. е. исходные условия выполняются с запасом, что допустимо. По формулам табл. 3.15 вычисляем

$$\Omega_k = \frac{f_0}{f_{\varkappa} - f_{-\varkappa}} \left(\frac{f_k}{f_0} - \frac{f_0}{f_k} \right) = 1{,}523,$$

где $f_0 = \sqrt{f_{-\varkappa} f_{\varkappa}} = 17\,782575$ кГц.

Таблица 3.15

Формулы для нормирования и денормирования передаточных функций

Тип фильтра	Ω_k	Λ
НЧ	$\omega_k/\omega_\varkappa$	$p/\omega_\varkappa$
ВЧ	$\omega_\varkappa/\omega_k$	$\omega_\varkappa/p$
П	$\dfrac{\omega_0}{\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa}}\left(\dfrac{\omega_k}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega_k}\right)$	$\dfrac{\omega_0}{\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa}}\left(\dfrac{p}{\omega_0}+\dfrac{\omega_0}{p}\right)$
Р	$\dfrac{\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa}}{\omega_0}\left(\dfrac{\omega_k}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega_k}\right)^{-1}$	$\dfrac{\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa}}{\omega_0}\left(\dfrac{p}{\omega_0}+\dfrac{\omega_0}{p}\right)^{-1}$

Таким образом, имеем следующие требования к характеристике затухания НЧ-прототипа: $a_{\max} = 3$ дБ в полосе $0 \leqslant \Omega \leqslant 1$; $a_{\min} = 40$ дБ в полосе $1{,}523 \leqslant \Omega \leqslant \infty$.

В справочнике расчет передаточных функций фильтров производится на основе НЧ-прототипов. В общем виде передаточная функция НЧ прототипа

$$T(\Lambda) = \frac{M}{(\Lambda-\Lambda_0)^r} \cdot \frac{\prod\limits_{k=1}^{m/2} (\Lambda^2+\Omega_{k0}^2)}{\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2} (\Lambda^2+A_{k1}\Lambda+A_{k0})} =$$

$$= \frac{M}{(\Lambda-\Lambda_0)^r} \cdot \frac{\prod\limits_{k=1}^{m/2} (\Lambda-\mathrm{j}\,\Omega_{k0})(\Lambda+\mathrm{j}\,\Omega_{k0})}{\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2} (\Lambda-\Lambda_k)(\Lambda-\bar{\Lambda}_k)},$$

где m — степень полинома числителя (всегда четная); n — степень полинома знаменателя (может быть четной или нечетной); $r = 0$, если n четно, и $r = 1$, если n нечетно:

$$\Lambda_k = -\Sigma_k + \mathrm{j}\,\Omega_k;\ \bar{\Lambda}_k = -\Sigma_k - \mathrm{j}\,\Omega_k;\ \Lambda_0 = -\Sigma_0;\ A_{k1} = 2\,\Sigma_k;\ A_{k0} =$$

$$= \Sigma_k^2 + \Omega_k^2;\ M = (-\Lambda)^r\ \frac{\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2} A_{k0}}{\prod\limits_{k=1}^{m/2} \Omega_{k0}^2}.$$

Применение преобразований частоты, представленных в табл. 3.15, приводит к следующим выражениям передаточных функций:

для ФНЧ

$$T(p)=\frac{M_{\text{НЧ}}}{(p-\Lambda_0\,\omega_\varkappa)^r}\;\frac{\prod\limits_{k=1}^{m/2}(p^2+\Omega_{k0}^2\,\omega_\varkappa^2)}{\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2}(p^2+A_{k1}\,\omega_\varkappa\,p+A_{k0}\,\omega_\varkappa^2)},$$

где $M_{\text{НЧ}}=M\omega_\varkappa^{n-m}$;

для ФВЧ

$$T(p)=\frac{M_{\text{ВЧ}}\,p^{n-m}}{(p-\omega_\varkappa/\Lambda_0)^r}\;\frac{\prod\limits_{k=1}^{m/2}(p^2+\omega_\varkappa^2/\Omega_{k_0}^2)}{\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2}[p^2+(A_{k1}\,\omega_\varkappa\,p/A_{k0})+(\omega_\varkappa^2/A_{k0})]},$$

$$\text{где } M_{\text{ВЧ}}=M\,\frac{\prod\limits_{k=1}^{m/2}\Omega_{k0}^2}{(-\Lambda_0)^r\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2}A_{k0}};$$

для полосового фильтра

$$T(p)=\frac{M_{\text{П}}\,p^{n-m}\prod\limits_{k=1}^{m/2}(p^2+\omega_{k10}^2)\,(p^2+\omega_{k20}^2)}{(p^2+a_1p+a_0)^r\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2}(p^2+a_{k11}\,p+a_{k10})\,(p^2+a_{k21}\,p+a_{k20})}$$

где $M_{\text{П}}=M\,(\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa})^{n-m}$; $a_{k11}=2\sigma_{k1}$; $a_{k21}=2\sigma_{k2}$; $a_{k10}=$
$=\sigma_{k1}^2+\omega_{k1}^2$; $a_{k20}=\sigma_{k2}^2+\omega_{k2}^2$; σ_{k1} (σ_{k2}) и ω_{k1} (ω_{k2}) — вещественная и мнимая части полюса p_{k1} (p_{k2}) по модулю.

Полюсы передаточной функции вычисляются по следующей формуле:

$$p_{k1,\,k2}=\Delta\omega\Lambda_k\pm\sqrt{(\Delta\omega\Lambda_k)^2-\omega_0^2}=-\sigma_{k1,\,k2}+j\,\omega_{k1,\,k2}, \tag{3.1}$$

где $\Delta\omega=(\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa})/2$, $\omega_0=\sqrt{\omega_\varkappa\,\omega_{-\varkappa}}$.

Одному вещественному полюсу передаточной функции НЧ прототипа соответствует одна пара комплексно сопряженных полюсов полосового фильтра. Одному комплексному полюсу $\Lambda_k=-\Sigma_k+j\Omega_k$ соответствует пара полюсов p_{k1} и p_{k2}, которые не являются сопряженными друг другу. Пара полюсов $\overline{p}_{k1}$ и $\overline{p}_{k2}$, сопряженная паре p_{k1} и p_{k2}, получается по формуле (3.1), если заменить полюс Λ_k на сопряженный полюс $\overline{\Lambda}_k$. Таким образом, одной паре комплексно сопряженных полюсов передаточной функции НЧ прототипа соответствуют две пары комплексно сопряженных полюсов полосового фильтра.

Для вычисления нулей передаточной функции полосового фильтра используем формулу (3.1), полагая

$$p_{k10}=j\left\{\Delta\omega\Omega_{k0}+\sqrt{(\Delta\omega\Omega_{k0})^2+\omega_0^2}\right\}=j\,\omega_{k10},\quad p_{k20}=j\left\{\Delta\omega\Omega_{k0}-\right.$$
$$\left.-\sqrt{(\Delta\omega\Omega_{k0})^2+\omega_0^2}\right\}=j\,\omega_{k20}.$$

Аналогично пару нулей получаем **для** $\Lambda_k = -\mathrm{j}\Omega_{k0}$. **Для режекторного фильтра**

$$T(p) = \frac{M_{\mathrm{P}}}{p^{n-m}} \frac{(p^2+\omega_0^2)^{n-m}}{(p^2+a_1 p+a_0)^r} \times$$

$$\times \frac{\prod\limits_{k=1}^{m/2} (p^2+\omega_{k10}^2)\,(p^2+\omega_{k20}^2)}{\prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2} (p^2+a_{k11}\,p+a_{k10})\,(p^2+a_{k21}\,p+a_{k20})},$$

где $M_{\mathrm{P}} = \dfrac{M}{(\omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa})^{n-m}} \dfrac{\prod\limits_{k=1}^{m/2} \Omega_{k0}^2}{(-\Lambda_0)^r \prod\limits_{k=1}^{(n-r)/2} A_{k0}}$.

Для расчета полюсов и нулей используем следующие формулы:

$$p_{k1,\,k2} = -\frac{\Delta\omega}{\Lambda_k} \pm \sqrt{(\Delta\omega/\Lambda_k)^2-\omega_0^2} = -\sigma_{k1,\,k2}+\mathrm{j}\omega_{k1,\,k2};$$

$$p_{k10} = \mathrm{j}\,\{\,\Delta\omega/\Omega_{k0} + \sqrt{(\Delta\omega/\Omega_{k0})^2+\omega_0^2} = \mathrm{j}\,\omega_{k10};$$

$$p_{k20} = \mathrm{j}\,\{\,\Delta\omega/\Omega_{k0} - \sqrt{(\Delta\omega/\Omega_{k0})^2+\omega_0^2} = \mathrm{j}\,\omega_{k20}.$$

В ряде случаев целесообразно оценивать добротность полюсов передаточных функций фильтров, зная добротности функций ФНЧ-прототипов. У ФНЧ и ФВЧ преобразование частоты не изменяет добротностей. Они остаются такими же, как у прототипа. Для полосовых относительно узкополосных фильтров имеет место следующее оценочное соотношение: $Q_{\Pi} = 2\,(Q/\Delta F)$, где Q_{Π} — добротность пары комплексно-сопряженных полюсов ПФ, получаемой из пары полюсов прототипа с добротностью Q, а $\Delta F = (f_\varkappa - f_{-\varkappa})/f_0$.

Передаточные функции фильтров с заданными амплитудно- и фазочастотными характеристиками. Особый интерес представляет расчет полосовых фильтров с линейными фазочастотными характеристиками. Для этой цели в некоторых случаях может быть применено преобразование вида

$$\Omega = (\omega^2 - \omega_\varkappa\,\omega_{-\varkappa})\,/\,[\omega\,(\omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa})].$$

Однако при этом возникают искажения ФЧХ. Так, если рабочая фаза низкочастотного прототипа $b_{\text{ФНЧ}}(\Omega) = K\Omega$, то фазовая характеристика полосового фильтра, полученного с помощью формул табл. 3.15, в полосе пропускания будет изменяться по закону

$$b_{\text{ПФ}}(\omega) = K\,\frac{\omega^2-\omega_\varkappa\,\omega_{-\varkappa}}{\omega\,(\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa})}.$$

Максимальное отклонение фазы ПФ от линейной зависимости

$$\Delta b'_{\max} = K\,\frac{1-\sqrt{\omega_{-\varkappa}/\omega_\varkappa}}{1+\sqrt{\omega_{-\varkappa}/\omega_\varkappa}}$$

(см. также подразд. 3.9).

Из формулы видно, что возникающая дополнительная погрешность тем больше, чем больше относительная ширина полосы пропускания и круче фазовая характеристика низкочастотного прототипа. Если дополнительная погрешность недопустимо велика, применяют другой метод конструирования передаточ-

ных функций. В соответствии с этим методом передаточную функцию полосового фильтра со средней частотой ω_0, полосой пропускания $[\omega_0 - 0{,}5\,(\omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa}),\ \omega_0 + 0{,}5\,(\omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa})]$ и полосой задерживания, лежащей вне области частот $[\omega_0 - 0{,}5\,(\omega_k - \omega_{-k}),\ \omega_0 + 0{,}5\,(\omega_k - \omega_{-k})]$, следует определять по формуле

$$T_{\text{ПФ}}(p) = \frac{1}{2}\,[T_1(p) + T_2(p)], \tag{3.2}$$

где $T_1(p) = T(\Lambda)\,|_{\Lambda = (p + j\omega)/(\Delta\omega)}$; $T_2(p) = T(\Lambda)\,|_{\Lambda = (p - j\omega)/(\Delta\omega)}$; $\omega_0 =$

$$= (\omega_\varkappa + \omega_{-\varkappa})/2;$$

$\Delta\omega = (\omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa})/2$; $T(\Lambda)$ — передаточная функция НЧ-прототипа $\Omega_k = (\omega_k - \omega_{-k})/(\omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa})$.

Следует отметить, что вычисления по формуле (3.2) достаточно громоздки. Кроме того, этот метод можно применять только для узкополосных фильтров, т. е. когда выполняется условие $\Delta\omega \ll \omega_0$. Если же это условие не выполняется, то для конструирования передаточных функций необходимо применять численные методы.

Передаточные функции полосовых фильтров с заданными временны́ми характеристиками. Синтез полосовых фильтров с заданными временны́ми характеристиками может рассматриваться как задача построения фильтра, временна́я характеристика которого имеет огибающую в форме, соответствующей временно́й характеристике НЧ-прототипа. В качестве временных характеристик полосового фильтра будем рассматривать их импульсные характеристики или реакции на гармоническое воздействие вида

$$f(t) = \begin{cases} 0, & t < 0; \\ \cos\omega_0 t, & t \geqslant 0. \end{cases} \tag{3.3}$$

Таким образом, временны́е характеристики полосового фильтра:

$$g_{\text{ПФ}}(t) = g_{\text{НЧ}}(t)\cos\omega_0 t; \quad h_{\text{ПФ}}(t) = h_{\text{НЧ}}(t)\cos\omega_0 t. \qquad (3.4);\ (3.5)$$

Здесь $g_{\text{НЧ}}(t)$ и $h_{\text{НЧ}}(t)$ соответственно импульсная и переходная характеристики НЧ-прототипа. Передаточная функция полосового фильтра с огибающей импульсной характеристики, имеющей длительность T_c, вычисляется по формуле

$$T_{\text{ПФ}}(p) = 0{,}5\,[T_1(p) + T_2(p)], \tag{3.6}$$

где $T_1(p) = T(\Lambda)|\Lambda = (p/\alpha + j\omega_0)$; $T_2(p) = T(\Lambda)\,|\Lambda = (p/\alpha - j\omega_0)$; $T(\Lambda)$ — передаточная функция НЧ-прототипа; ω_0 — частота заполнения; $\alpha = 2\pi M/T_c$.

Передаточная функция полосового фильтра, у которого реакция на воздействие (3.3) определяется выражением (3.5), вычисляется по формуле

$$T_{\text{ПФ}}(p) = 0{,}5\,[T_1(p)/(p + j\omega_0) + T_2(p)/(p - j\omega_0)], \tag{3.7}$$

где $T_1(p)$ и $T_2(p)$ определяются так же, как в (3.6).

3.7. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

Передаточная функция. Электрическая линия задержки, как и любой линейный четырехполюсник, определяется передаточной функцией $T(p) = f_m(p)/v_n(p)$, где $v_n(p)$ — полином Гурвица n-й степени; $f_m(p)$ — в общем случае произвольный полином степени m $(n \geqslant m)$.

Фазочастотная характеристика. У линии задержки ФЧХ в рабочей полосе частот должна быть линейно убывающей функцией частоты. При практической реализации линии задержки отмеченное требование можно выполнить лишь приближенно. В большинстве прикладных задач за меру отклонения ФЧХ от идеальной в рабочей полосе частот принимают величину $\max|\theta_{\text{ид}}(\omega) - \theta(\omega)| = \Delta\theta_{\max}$, где $\theta_{\text{ид}}(\omega)$ — идеальная ФЧХ.

Характеристика группового времени прохождения (ГВП. Если $T(p) = f(p)/v(p)$ — передаточная функция цепи, то функция операторного группового времени прохождения или, короче, операторное групповое время

$$t_{\text{гр}}(p) = v'(p)/v(p) - f'(p)/f(p).$$

Операторное групповое время представляет собой аналитическое продолжение реального группового времени, которое определяется соотношением

$$t_{\text{гр}}(\omega) = \mathrm{Re}\left\{\frac{v'(p)}{v(p)} - \frac{f'(p)}{f(p)}\right\}_{p=\mathrm{j}\omega}.$$

Если известны нули и полюсы передаточной функции, т. е.

$$f(p) = b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \ldots + b_0 = b_m \prod_{k=1}^{r} (p - p_k)(p - \overline{p}_k) \prod_{k=2r+1}^{m-2r} (p - p_k);$$

$$v(p) = a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \ldots + a_0 = a_n \prod_{i=1}^{q} (p - p_i)(p - \overline{p}_i) \prod_{i=2r+1}^{n-2q} (p - p_i),$$

где первые произведения представляют собой произведения множителей с комплексными корнями, а вторые — с вещественными, и $p_i = -\sigma_i + \mathrm{j}\omega_i$; $p_k = -\sigma_k + \mathrm{j}\omega_k$, то

$$t_{\text{гр}}(p) = \sum_{i=1}^{q}\left(\frac{1}{p-p_i} + \frac{1}{p-\overline{p}_i}\right) + \sum_{i=+2q1}^{n-2q}\frac{1}{p-p_i} - \sum_{k=1}^{r}\left(\frac{1}{p-p_k} + \frac{1}{p-\overline{p}_k}\right) - \sum_{k=2r+1}^{m-2r}\frac{1}{p-p_k};$$

$$t_{\text{гр}}(\omega) = \sum_{i=1}^{q}\left[\frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + (\omega - \omega_i)^2} + \frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + (\omega + \omega_i)^2}\right] + \sum_{i=2q+1}^{n-2q}\frac{\sigma_i}{\sigma_i^2 + \omega^2} - \sum_{k=1}^{r}\left[\frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2} + \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2}\right] - \sum_{k=2r+1}^{m-2r}\frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + \omega^2}.$$

Выражение для $t_{\text{гр}}(\omega)$ состоит из слагаемых вида

$$\frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2} \quad \text{и} \quad \frac{\sigma_k}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2}$$

(слагаемое вида $\sigma_k/(\sigma_k^2 + \omega^2)$ является частным случаем приведенных выше, когда $\omega_k = 0$). Зависимость таких слагаемых от частоты показана на рис. 3.25 (кривые *1* и *2* соответственно).

Площадь, ограниченная каждой кривой при условии, что $\sigma_k > 0$, равна

$$\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\sigma_k\,d\omega}{\sigma_k^2 + (\omega - \omega_k)^2} = \int_{-\infty}^{\infty}\frac{\sigma_k\,d\omega}{\sigma_k^2 + (\omega + \omega_k)^2} = \pi.$$

Площадь, ограниченная функцией $t_{\text{гр}}(\omega)$ и осью положительных частот, равна

$$\Pi_t = 0{,}5\pi\,(n - m),$$

если нули передаточной функции расположены в левой p-полуплоскости. Если же все нули передаточной функции лежат в правой p-полуплоскости площадь

$$\Pi_t = 0{,}5\pi\,(n + m).$$

Таким образом, зная степени n и m полиномов $v_n(p)$ и $f_m(p)$, можно определить максимально достижимую задержку $t_{\text{гр max}}$ в заданной полосе частот при заданном порядке передаточной функции:

$$t_{\text{гр max}} = \Pi_t / (\Delta\omega),$$

где $\Delta\omega$ — ширина заданной полосы частот.

Следует заметить, что понятие «групповое время» в теории цепей с сосредоточенными элементами появилось в результате формального распространения на теорию дискретных цепей элементов теории длинных линий. По этой причине трактовка физического содержания группового времени как времени, необходимого для того, чтобы максимум огибающей двух смежных по частоте колебаний пробежал вдоль линии, по отношению к цепям с сосредоточенными элементами не всегда справедлива. В сказанном легко убедиться, рассмотрев передаточную функцию $T(p) = (p + 10)/(p + 5)$. Для нее $t_{\text{гр}}(\omega) = 5/(5^2 + \omega^2) - 10/(10^2 + \omega^2)$.

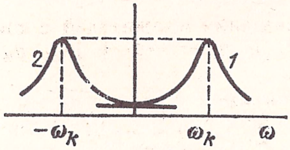


Рис. 3.25. Типичные характеристики элементарных слагаемых функций группового времени

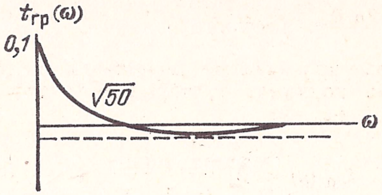


Рис. 3.26. График функции группового времени передачи

График функции $t_{\text{гр}}(\omega)$ показан на рис. 3.26. Как видно из графика, при некоторых частотах групповое время цепи с сосредоточенными элементами может быть отрицательным.

В идеальном случае функция группового времени ЛЗ должна быть в рабочем диапазоне частот постоянной величиной. В реальных линиях задержки можно добиться лишь приближенного совпадения времени задержки с постоянной. При проектировании в качестве меры близости идеальной и реальной характеристик используются величины $\max |t_{\text{гр0}} - t_{\text{гр}}(\omega)| = \Delta t_{\text{гр max}}$ для ω из рабочего диапазона частот $[\omega_{-\varkappa}, \omega_{\varkappa}]$ и $\{\int\limits_{\omega_{-\varkappa}}^{\omega_{\varkappa}} [t_{\text{гр0}} - t_{\text{гр}}(\omega)]^2 d\omega\}^{1/2} = \delta_t$.

Наряду с величиной $\Delta t_{\text{гр max}}$ вводят также отношение $\Delta t_{\text{гр max}}/t_{\text{гр0}} = \delta$, которое называют коэффициентом искажений характеристики группового времени.

Амплитудно-частотная характеристика линии задержки в рабочей полосе частот должна быть постоянной либо отклоняться от постоянной на величину, не превышающую заданной константы. Обычно за меру отклонения АЧХ от прямой принимают $\max |1 - |T(j\omega)|/T_{\max}| = \Delta T_{\max}$ в рабочей полосе частот. В данной формуле $T_{\max}$ — максимальное значение АЧХ, достижимое в заданном режиме включения.

Часто при расчете ЛЗ оперируют логарифмической амплитудно-частотной характеристикой (ЛАХ)

$$\ln \frac{1}{|T(j\omega)|} = a(\omega).$$

Под знаком логарифма вместо модуля передаточной функции может стоять модуль нормированной передаточной функции, например

$$a(\omega) = \ln \frac{T_{\max}}{|T(j\omega)|},$$

где $T_{\max}$ — максимальное значение $|T(\mathrm{j}\omega)|$, определенное выше. В этом случае $a(\omega)$ называется рабочим затуханием.

Допустимое отклонение АЧХ от прямой может быть выражено в терминах характеристики затухания. Соответствующая величина обозначается Δa и описывается формулой

$$\Delta a = \max \ln \frac{T_{\max}}{|T(\mathrm{j}\,\omega)|}$$

в рабочей полосе частот.

Линии задержки удобно строить в виде фильтров (ФНЧ либо ПФ) с линейными ФЧХ либо в виде фазовых звеньев.

3.8. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ФАЗОВЫХ ЗВЕНЬЕВ

Фазовым звеном порядка n называется четырехполюсник, передаточная функция $T(p)$ которого с точностью до постоянного коэффициента M равна отношению сопряженного полинома к полиному Гурвица $v(p)$, т. е.

$$T(p) = M\,\frac{v(-p)}{v(p)},$$

где $v_n(p) = p^n + a_{n-1}p^{n-1} + \ldots + a_1 p + a_0$ — полином Гурвица порядка n.

Полином Гурвица может быть представлен как произведение линейных сомножителей

$$v_n(p) = \prod_{k=1}^{n}(p - p_k) = \prod_{k=1}^{r}(n - p_k)(p - \bar{p}_k)\prod_{k=2r+1}^{n-2r}(p - p_k),$$

где p_k — корни полинома $v_n(p)$, которые могут быть или комплексными (попарно сопряженными) $p_k = -\sigma_k + \mathrm{j}\omega_k$ и $\bar{p}_k = -\sigma_k - \mathrm{j}\omega_k$, $k = 1, 2, \ldots, r$, или вещественными $p_k = -\sigma_k$, $k = 2r + 1, 2r + 2, \ldots, n - 2r$. Учитывая это, полином $v(p)$ можно записать в виде произведения простейших полиномов Гурвица (полиномов первого и второго порядка):

$$v(p) = \prod_{k=1}^{r}[p^2 + (2\sigma_k = a_{k1})\,p + (\sigma_k^2 + \omega_k^2 = a_{k0})] + \prod_{k=2r+1}^{n-2r}[p + (a_{k0} + \sigma_k)].$$

Нормированная амплитудно-частотная $|\widehat{T}(\mathrm{j}\omega)|$ и фазочастотная $\theta(\omega)$ характеристики фазовых звеньев находятся путем выделения модуля и аргумента из комплексной передаточной функции $\widehat{T}(\mathrm{j}\omega) = \widehat{T}(p)|_{p=\mathrm{j}\omega} = T(\mathrm{j}\omega)/M$. Запишем $\widehat{T}(\mathrm{j}\omega)$ в следующей форме:

$$\widehat{T}(\mathrm{j}\,\omega) = \frac{N(-\omega^2) - \mathrm{j}\,\omega L(-\omega^2)}{N(-\omega^2) + \mathrm{j}\,\omega L(-\omega^2)}.$$

Амплитудно-частотная характеристика фазового звена

$$|\widehat{T}(\mathrm{j}\,\omega)| = 1.$$

Рабочее затухание связано с нормированной АЧХ следующим образом:

$$a(\omega) = \ln[1/|\widehat{T}(\mathrm{j}\,\omega)|] = 0.$$

Фазовая характеристика

$$b(\omega) = 2\sum_{k=2r+1}^{n-2r}\operatorname{arctg}\frac{\omega}{\sigma_k} + 2\sum_{k=1}^{r}\operatorname{arctg}\frac{2\sigma_k\,\omega}{\sigma_k^2 + \omega_k^2 - \omega^2}.$$

Функция группового времени передачи может быть определена по ФЧХ с помощью соотношения

$$t_{\text{гр}}(\omega) = db(\omega)/d\omega.$$

При синтезе *ARC*-линий задержки широко используются фазовые звенья первого и второго порядков. Нормированная передаточная функция фазового звена первого порядка $\widehat{T}(p) = (-p + a_0)/(p + a_0)$. Для этого звена $b(\omega) = 2\,\mathrm{arctg}\,(\omega/a_0)$.

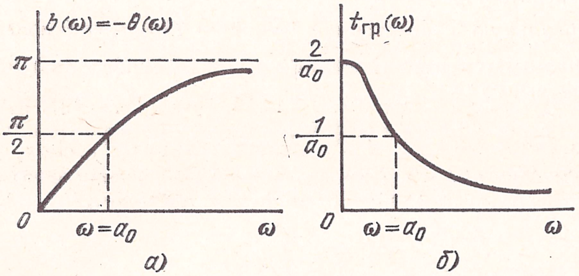


Рис. 3.27. Частотные характеристики фазовых звеньев первого порядка

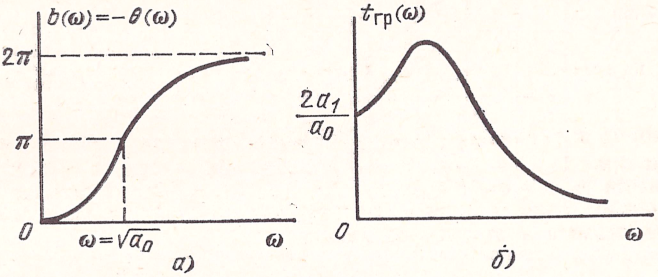


Рис. 3.28. Частотные характеристики фазовых звеньев второго порядка

Функция группового времени

$$t_{\text{гр}}(\omega) = 2a_0/(a_0^2 + \omega^2).$$

Графики функций $b(\omega)$ и $t_{\text{гр}}(\omega)$ приведены на рис. 3.27, *а*, *б*.

Для фазового звена второго порядка указанные функции имеют вид:

$$\widehat{T}(p) = (p^2 - a_1p + a_0)/(p^2 + a_1p + a_0);$$

$$b(\omega) = 2\,\mathrm{arctg}\,[a_1\omega/(a_0 - \omega^2];$$

$$t_{\text{гр}}(\omega) = 2a_1(a_0 + \omega^2)/[(a_0 - \omega^2)^2 + (a_1\omega)^2].$$

Графики этих функций приведены на рис. 3. 28.

3.9. РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

В зависимости от целевого назначения линии задержки в основу конструирования передаточной функции могут быть положены различные условия, определяемые требованиями, которые предъявляются к характеристике группового времени (либо ФЧХ). При этом совершенно естественно потребовать, чтобы при прочих равных условиях число элементов цепи а следовательно, и порядок ее передаточной функции были минимальны. Изложенное выше положение и составляет содержание принципа оптимальности. Другими словами, если при выполнении совокупности требований, предъявленных к характеристикам цепи, удается получить передаточную функцию минимального порядка, то ее и соответствующую цепь уместно называть оптимальными.

Из свойств передаточных функций цепей, реализующих обсуждаемые устройства, следует, что их построение связано с построением соответствующих полиномов Гурвица. Для удобства пользования приводятся нормированные полиномы $v(\Lambda)$, где $\Lambda = p/\omega_0$. Это означает, что время прохождения $\widehat{t}_{\text{гр}}$ фазового звена с передаточной функцией $\widehat{T}(\Lambda)$ связано с временем $t_{\text{гр}}$ фазового звена, имеющего реальную передаточную функцию $\widehat{T}(p)$, зависимостью $\widehat{t}_{\text{гр}} = \omega_0 \widehat{t}_{\text{гр}}$. Величина $\widehat{t}_{\text{гр}}$ называется нормированным групповым временем прохождения и вычисляется по формуле

$$\widehat{t}_{\text{гр}} = 2\,[d \arg v\,(\mathrm{j}\Omega)/d\Omega]; \quad t_{\text{гр}} = 2\,[d \arg v\,(\mathrm{j}\omega)/d\omega].$$

Из формулы $\Lambda = p/\omega_0$ следует, что нули Λ_k и p_k полиномов связаны соотношением $p_k = \omega_0 \Lambda_k$, где $p_k = -\sigma_k \pm \mathrm{j}\omega_k$ и $\Lambda_k = -\Sigma_k \pm \mathrm{j}\Omega_k$.

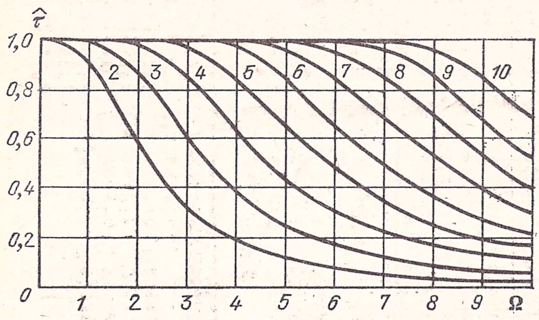


Рис. 3.29. Частотные зависимости характеристик группового времени прохождения для полиномов Бесселя

В дальнейшем условимся использовать обозначения

$$d \arg v\,(\mathrm{j}\Omega)/d\Omega = \widehat{\tau}; \quad d \arg v\,(\mathrm{j}\omega)/d\omega = \tau.$$

Передаточные функции ЛЗ с максимально плоскими характеристиками группового времени. Передаточная функция ЛЗ с максимально плоскими характеристиками функции группового времени конструируются на базе полиномов Бесселя. Нули нормированных полиномов Бесселя приведены в табл. 3.8. На рис. 3.29 показаны характеристики группового времени $\widehat{\tau}(\Omega)$. Частоты, на которых $\widehat{\tau}(\Omega)$ отклоняется от единицы на 1, 10, 20%, помещены в табл. 3.16. Следует помнить, что отклонение рабочей фазы фазового звена от линейной зависимости $\Delta b'_n = 2\Delta b_n$. Аналогичное соотношение справедливо для ГВП.

Таблица 3.16

Связь между отклонением времени прохождения и частотой для бесселевых характеристик

Отклонение $\widehat{\tau}(\Omega)$ от единицы, %	Частота отклонения при различных значениях n									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	0,1	0,56	1,21	1,93	2,71	3,52	4,36	5,22	6,08	6,96
10	0,34	1,09	1,94	2,84	3,76	4,69	5,64	6,59	7,55	8,52
20	0,5	1,39	2,29	3,31	4,2	5,95	6,3	7,3	8,31	9,33

При расчете ЛЗ исходными являются величины:

необходимое время прохождения $t_{\text{гр}\cdot 0} = 2\tau_{\text{гр}\cdot 0}$;

максимально допустимое отклонение реальной характеристики группового времени от заданной $\Delta\tau_{\text{гр max}}$;

рабочая полоса частот $0 - f_{\varkappa}$.

1. По заданным $\tau_{\text{гр}0}$ и $\Delta\tau_{\text{гр}\max}$ рассчитывается $\delta = \Delta\tau_{\text{гр}\max}/\tau_{\text{гр}0}$ (иногда δ задается непосредственно).

2. По значению δ на основании кривых рис. 3.29 или табл. 3.16 для полиномов Бесселя различных степеней определяются граничные частоты $\Omega_{0,n}$, на которых отклонения $\widehat{\tau}(\Omega)$ от единицы не превосходят δ, и вычисляется отношение $\Omega_{0,n}/(\pi f_{\varkappa})$, равное действительному времени прохождения фазовых звеньев Выбирается решение, для которого $\Omega_{0,n}/(\pi f_{\varkappa}) \geqslant t_{\text{гр}\cdot 0}$ при минимальном значении n. Если же отмеченное неравенство не выполняется ни для одного значения n, то, следовательно, нельзя выполнить заданные требования с помощью одного фазового звена n-го порядка и для решения задачи необходимо использовать несколько сложных фазовых звеньев (несколько секций).

3. После определения степени полинома Бесселя из табл. 3.8 выписываются его нули и составляется нормированная передаточная функция, которая затем денормируется. В качестве передаточной функции ЛЗ может быть использована функция фазового звена $T(\Lambda) = M\dfrac{v(-\Lambda)}{v(\Lambda)}$ либо функция фильтра $T(\Lambda) = M\dfrac{1}{v(\Lambda)}$. В первом случае получается в 2 раза большая задержка, во втором — ограничение спектра за счет уменьшения АЧХ на высоких частотах.

Пример 3.5. Рассчитать передаточную функцию ЛЗ на фазовых звеньях с использованием полиномов Бесселя при $t_{\text{гр}\cdot 0} = 88{,}3$ мкс; $\delta = 0{,}01$ (1%); $f_{\varkappa} = 100$ кГц; $f_{-\varkappa} = 0$.

Расчет. 1. Параметр δ задан.

2. Выберем полином Бесселя десятой степени. По табл. 3.16 находим, что для выбранного полинома отклонение характеристики времени передачи от единицы в полосе нормированных частот 0—6,96 не превосходит заданного значения $\delta = 0{,}01$. Таким образом, максимальная задержка, которую можно обеспечить с помощью полинома Бесселя десятой степени в полосе частот 0,100 кГц с точностью 1%, $t_{\max} = \Omega_{0,n}/(\pi f_{\varkappa}) = 6{,}96/(3{,}14 \cdot 10^5) = 22{,}2$ мкс.

Для обеспечения заданной задержки необходимо взять несколько секций. Каждая секция представляет собой фазовое звено, рассчитанное на основе полинома Бесселя десятой степени. Число секций $N = [t_{\text{гр}\cdot 0}/t_{\max}] = [83{,}3/22{,}2] = [3{,}75] = 4$.

Если каскадно включить четыре секции, каждая из которых рассчитана на 22,2 мкс, то общее время задержки 88,8 мкс будет превосходить заданное.

Для уменьшения времени прохождения выберем другую частоту $\Omega_{0,n} = \Omega_{0,10} < 6{,}96$. Эта частота находится из соотношения $\Omega_{0,10}/\pi f_{\varkappa} = t_{\text{гр}\cdot 0}/N$, т. е. $\Omega_{0,10} = t_{\text{гр}\cdot 0}\pi f_{\varkappa}/N = 6{,}54$.

Заметим, что при $\Omega_{0,10} = 6{,}54$ значение δ будет меньше 0,01.

3. Из табл. 3.8 выписываем нули полинома Бесселя десятого порядка:

$$\Lambda_{1,2} = -6{,}9220 \pm j0{,}8677;\quad \Lambda_{3,4} = -6{,}6153 \pm j2{,}6116;$$
$$\Lambda_{5,6} = -5{,}9675 \pm j4{,}3849;\quad \Lambda_{7,8} = -4{,}8862 \pm j6{,}2250;$$
$$\Lambda_{9,10} = -3{,}1089 \pm j8{,}2327.$$

Так как в шкале нормированных частот рабочая полоса составляет 6,54, то денормирование осуществляем с помощью частоты $\omega_0 = 2\pi \cdot 10^5/6{,}54$ (а не $2\pi \cdot 10^5$).

Передаточные функции ЛЗ с чебышевскими характеристиками группового времени. Передаточные функции линий задержки с чебышевскими характеристиками функции группового времени конструируются на базе специальных полиномов Гурвица $v_{pn}(\Lambda)$.

Если на основе полинома $v_{pn}(\Lambda)$ образовать передаточную функцию

$$T(\Lambda) = v_{pn}(-\Lambda)/v_{pn}(\Lambda)$$

и вычислить групповое время $\widehat{\tau}_{\text{гр}} = \widehat{t}_{\text{гр}}/2$, то характеристика будет иметь вид одной из кривых, представленных на рис. 3.30. Характеристики такого вида носят наименование «равноволновых», или чебышевских.

Замечательная особенность чебышевских характеристик состоит в том, что для заданных значений n и коэффициента искажения δ чебышевская кривая в наиболее широком интервале частот аппроксимирует единицу с точностью не хуже δ среди всех других возможных кривых группового времени.

Сказанное выше равносильно утверждению, что линии задержки на фазовых контурах с чебышевской характеристикой функции $\widehat{\tau}(\Omega)$ в заданном диапазоне частот обеспечивают при заданной точности воспроизведения, определенной в смысле чебышевского критерия близости, максимально возможную величину задержки среди всех других линий задержки такой же сложности.

В табл. 3.17 приведены значения граничных частот $\Omega_{0,n}$, соответствующих различным значениям δ.

В табл. 3.18 приведены нули полиномов $v_{pn}(\Lambda)$ для $n = 2, 3, \ldots, 10$ и $\delta\% = 0{,}1; 0{,}2; \ldots; 10$.

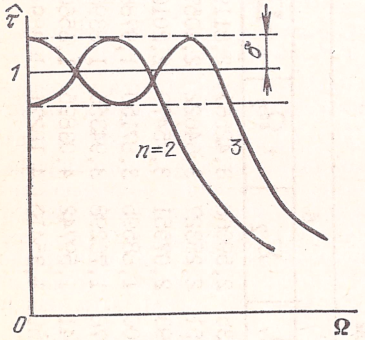


Рис. 3.30. График частотных зависимостей группового времени прохождения для линий задержки с чебышевскими характеристиками

Линии задержки с чебышевскими характеристиками группового времени рассчитываются по методике, полностью совпадающей с изложенной в предыдущем разделе.

Таблица 3.17

Граничные частоты рабочей полосы, кГц

δ, %	n								
	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,1	0,447	1,38	2,46	3,67	4,94	6,26	7,63	9,02	10,43
0,2	0,632	1,55	2,68	3,92	5,23	6,58	7,97	9,38	10,81
0,3	0,773	1,65	2,82	4,08	5,41	6,78	8,18	9,60	11,04
0,4	0,893	1,73	2,92	4,20	5,54	6,92	8,33	9,76	11,21
0,5	0,997	1,80	3,00	4,29	5,64	7,03	8,45	9,88	11,34
0,6	0,109	1,85	3,07	4,37	5,73	7,12	8,55	9,99	11,44
0,7	0,118	1,90	3,13	4,44	5,81	7,20	8,63	10,08	11,54
0,8	0,126	1,94	3,18	4,50	5,87	7,27	8,71	10,15	11,62
0,9	0,133	1,98	3,22	4,55	5,93	7,34	8,77	10,22	11,69
1,0	0,141	2,01	3,27	4,60	5,98	7,39	8,83	10,28	11,75
2,0	1,198	2,25	3,56	4,93	6,34	7,78	9,23	10,71	12,19
3,0	0,241	2,41	3,74	5,13	6,56	8,01	9,48	10,96	12,45
4,0	0,277	2,52	3,87	5,28	6,72	8,18	9,66	11,15	12,65
5,0	0,309	2,61	3,98	5,40	6,85	8,32	9,80	11,30	12,80
6,0	0,337	2,69	4,07	5,50	6,96	8,43	9,92	11,43	12,93
7,0	0,363	2,76	4,15	5,59	7,05	8,53	10,03	11,53	13,05
8,0	0,386	2,82	4,22	5,67	7,14	8,62	10,12	11,63	13,15
9,0	0,408	2,88	4,29	5,74	7,21	8,70	10,21	11,72	13,24
10,0	0,428	2,93	4,34	5,80	7,28	8,78	10,28	11,80	13,33

Таблица 3.18

Нули полиномов, обеспечивающих чебышевскую аппроксимацию времени прохождения

δ, %	Значение нулей при n, равном								
	2		3			4			
	$-\Sigma_1$	$\pm\Omega_1$	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm\Omega_2$	$-\Sigma_1$	$\pm\Omega_1$	$-\Sigma_2$	$\pm\Omega_2$
0,1	1,45576	0,89174	2,077I0	1,67868	1,90892	1,79623	3,04966	2,35851	1,02976
0,5	1,40228	0,92318	1,90883	1,56939	2,01518	1,64990	3,23519	2,10510	1,10514
1,0	1,3630I	0,94644	1,806I3	1,50230	2,08023	1,56694	3,33886	1,96430	1,14599
2,0	1,30853	0,97888	1,67988	1,4I855	2,10060	1,46835	3,46008	1,80080	1,19229
3,0	1,26755	1,00340	1,59353	1,36089	2,21603	1,40206	3,54035	1,69368	1,22196
5,0	1,20397	1,04169	1,47030	1,27654	2,29633	1,30795	3,65308	1,5460I	1,26219
10,0	1,09I88	1,11094	1,27607	1,I3860	2,42941	1,15845	3,83406	1,32293	1,32350

Продолжение табл. 3.17

δ, %	Значение нулей при n, равном										
	5					6					
	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm\Omega_2$	$-\Sigma_3$	$\pm\Omega_3$	$-\Sigma_1$	$\pm\Omega_1$	$-\Sigma_2$	$\pm\Omega_2$	$-\Sigma_3$	$\pm\Omega_3$
0,1	2,65754	1,86492	4,28048	2,50488	2,18392	1,90885	5,57435	2,59068	3,42561	2,81191	1,15785
0,5	2,30822	1,69510	4,53638	2,19908	2,33653	1,72359	5,89051	2,25327	3,64622	2,40570	1,23394
1,0	2,12625	1,60279	4,67216	2,03811	2,41443	1,62521	6,05293	2,0795I	3,75479	2,20167	1,27041
2,0	1,92338	1,49549	4,82628	1,85558	2,49970	1,5I248	6,23400	1,88595	3,87150	1,97883	1,30885
3,0	1,79462	1,42458	4,92617	1,73830	2,55305	1,43861	6,34978	1,76298	3,94355	1,83962	1,33224
5,0	1,62I82	1,32508	5,06422	1,579I5	2,62422	1,33571	6,50841	1,59742	4,03895	1,65604	1,36285
10,0	1,36948	1,16928	5,28298	1,34305	2,73152	1,17600	6,75850	1,354I0	4,18271	1,38948	1,40850

Продолжение табл.

δ, %	Значение нулей при n, равном						
	7						
	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm\Omega_2$	$-\Sigma_3$	$\pm\Omega_3$	$-\Sigma_4$	$\pm\Omega_4$
0,1	2,96967	1,93904	6,91319	2,64582	4,72801	2,90245	2,40348
0,5	2,5044I	1,74288	7,28115	2,28733	5,00657	2,46110	2,54613
I,0	2,27773	1,64042	7,46611	2,10559	5,14071	2,24405	2,61270
2,0	2,03454	1,52398	7,66969	1,90509	5,28322	2,00968	2,68204
3,0	1,89700	1,39025	7,89578	1,79522	5,36838	1,94029	2,71582
5,0	1,68824	1,34298	7,98480	1,60887	5,48574	1,67333	2,77839
10,0	1,40941	1,I8057	8,25172	1,36105	5,65984	1,40046	2,86016

δ, %	8							
	$-\Sigma_1$	$\pm\Omega_1$	$-\Sigma_2$	$\pm\Omega_2$	$-\Sigma_3$	$\pm\Omega_3$	$-\Sigma_4$	$\pm\Omega_4$
0,I	1,96071	8,28541	2,68395	6,07352	2,96069	3,70922	3,06214	1,24670
0,5	1,75670	8,69837	2,31065	6,40169	2,49639	3,90888	2,56039	1,31284
1,0	1,65144	8,90256	2,12328	6,55787	2,27082	4,00016	2,32046	1,34279
2,0	1,53232	9,I2541	1,91805	6,72198	2,02918	4,09486	2,06557	1,37352
3,0	1,45499	9,26595	1,78910	6,82204	1,88018	4,15179	1,90969	1,39187
5,0	1,34818	9,45680	1,61672	6,95380	1,68486	4,22591	1,70654	1,41573
10,0	1,18395	9,75749	1,36574	7,15428	1,40739	4,33766	1,42037	1,45177

Продолжение табл.

$\delta, \%$	Значение нулей при n, равном								
	9								
	$-\Sigma_1$	$-\Sigma_2$	$\pm\Omega_2$	$-\Sigma_3$	$\pm\Omega_3$	$-\Sigma_4$	$\pm\Omega_4$	$-\Sigma_5$	$\pm\Omega_5$
0,1	3,15544	1,97709	9,68304	2,71135	7,45102	3,00122	5,05736	3,12179	2,55396
0,5	2,61686	1,76727	10,1354	2,32732	7,82270	2,52052	5,30588	2,59611	2,67616
1,0	2,36324	1,65977	10,3565	2,13617	7,99703	2,28927	5,41881	2,34738	2,73100
2,0	2,09657	1,53845	10,5961	1,92759	8,17994	2,04255	5,53465	2,08505	2,78688
3,0	1,93467	1,46013	10,7466	1,79676	8,29104	1,89102	5,60418	1,92537	2,82014
5,0	1,72483	1,35217	10,9504	1,62266	8,43741	1,69276	5,69463	1,71805	2,86342
10,0	1,43129	1,18651	11,2726	1,36918	8,66097	1,41213	5,83246	1,42724	2,92942

$n = 10$

0,1	1,98958	11,1008	2,73268	8,85258	3,03080	6,43734	3,16292	3,90401	3,21553	1,30752
0,5	1,77534	11,5877	2,34016	9,26316	2,53790	6,72768	2,62074	4,07435	2,65260	1,36361
1,0	1,66610	11,8240	2,14604	9,45348	2,30244	6,85920	2,36598	4,14998	2,39037	1,38837
2,0	1,54332	12,0783	1,93483	9,65283	2,05205	6,99322	2,09855	4,22706	2,11613	1,41346
3,0	1,46412	12,2376	1,80273	9,77324	1,89854	7,07390	1,93624	4,27266	1,95043	1,42837
5,0	1,35506	12,4533	1,62693	9,93209	1,69837	7,17881	1,72594	4,33231	1,73637	1,44776
10,0	1,18856	12,7954	1,37159	10,1758	1,41630	7,34131	1,43092	4,42284	1,43870	1,47772

3.10. РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ПОЛОСОВЫХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

При решении ряда практических задач бывает необходимо обеспечить заданное время прохождения (требуемый наклон ФЧХ) в диапазоне частот $\omega_{-\varkappa} - \omega_{\varkappa}$. Решить поставленную задачу можно с помощью низкочастотной линии задержки. Однако если диапазон частот $\omega_{-\varkappa} - \omega_{\varkappa}$ у́же, чем одна октава, т. е. $\omega_{\varkappa}/\omega_{-\varkappa} < 2$, то применение низкочастотной ЛЗ нецелесообразно из-за большого числа звеньев (секций), требующихся для получения заданного времени задержки. Гораздо лучшие результаты можно получить при использовании для этой цели полосовых ЛЗ.

Полосовые линии задержки, как и низкочастотные, можно строить на фазовых контурах и в виде квазиполиномиальных полосовых фильтров. Для синтеза полосовых ЛЗ в виде фазовых контуров и квазиполиномиальных схем необходимы специальные полиномы Гурвица. Последние могут быть образованы из рассмотренных выше с помощью реактансного преобразования частоты или путем смещения (сдвига) нулей низкочастотных полиномов Гурвица.

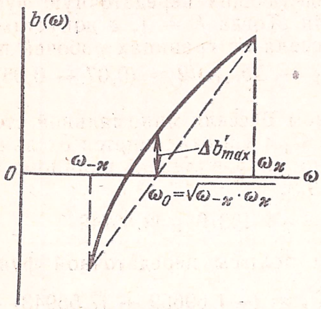


Рис. 3.31. Отклонение фазовой характеристики от линейной при реактансном преобразовании частоты

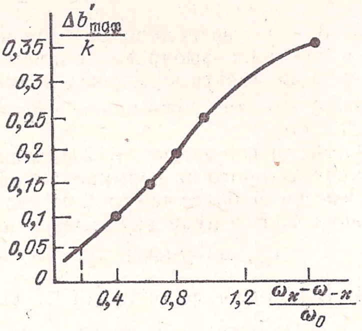


Рис. 3.32. Зависимость погрешности $\Delta b_{\max}$ от относительной ширины рабочей полосы частот

Реактансное преобразование частоты. Преобразование вида

$$\Omega = \Omega_0 \frac{\omega_0}{\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa}} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)$$

трансформирует интервал частот от $-\Omega_0$ до Ω_0 в шкале нормированных частот Ω в полосу $[\omega_{-\varkappa}, \omega_{\varkappa}]$ действительных круговых частот ω. При таком преобразовании частоты ФЧХ полосовой системы отличается от линейной ФЧХ исходной низкочастотной системы, как показано на рис. 3.31. Максимум отклонения $\Delta b'_{\max}$ оказывается на частоте $\omega_0 = \sqrt{\omega_{-\varkappa}\omega_{\varkappa}}$; его значение равно

$$\Delta b'_{\max} = K \frac{\sqrt{\omega_{\varkappa}/\omega_{-\varkappa}} - 1}{\sqrt{\omega_{\varkappa}/\omega_{-\varkappa}} + 1},$$

где K — тангенс угла наклона фазовой характеристики низкочастотной системы.

На рис. 3.32 показан график изменения функции $\Delta b'_{\max}$ в зависимости от относительной ширины рабочей полосы частот $(\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa})/\omega_0$. Из графика следует, что полосовые ЛЗ с более широкой относительной рабочей полосой частот имеют и более значительную погрешность преобразования $\Delta b'_{\max}$. Поэтому реактансное преобразование частоты может быть использовано лишь при синтезе узкополосных линий задержки, т. е. линий задержки с относительной шириной рабочей полосы частот менее 0,1—0,2. При этом необходимо помнить, что порядок передаточной функции ЛЗ, полученной с помощью реактансного преобразователя частоты, в 2 раза больше степени исходного полинома.

Пример 3.6. Рассчитать передаточную функцию полосовой ЛЗ при следующих данных: рабочая полоса частот $f_{-\varkappa} = 90$ кГц, $f_{\varkappa} = 110$ кГц; время задержки $t_{\text{гр}0} = 0{,}06$ мс; отклонение рабочей фазы $\Delta b'_{\max}$ от линейной зависимости в рабочей полосе частот не должна превышать 0,07 рад.

Расчет. 1. Определяем границу нормированной полосы частот $\Omega_0 = 0{,}5\,(\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa})0{,}5t_{\text{гр}0} \approx 1{,}9$.

2. Вычисляем относительную ширину рабочей полосы частот $(f_{\varkappa} - f_{-\varkappa})/\sqrt{f_{\varkappa}f_{-\varkappa}} = 0{,}2$.

Из графика на рис. 3.32 находим дополнительную погрешность $\Delta b'_{\max}$ отклонения фазы от линейной при реактансном преобразовании частоты: $\Delta b'_{\max}/K = 0{,}05$ рад.

3. В качестве полиномов Гурвица, определяющих передаточную функцию линии задержки, выбираем полиномы Бесселя. Тогда $K = 1$, а допустимое отклонение аргумента комплекса полинома Бесселя на границах рабочей полосы частот не должно превышать $\Delta b_n = (\Delta b_{\max} - \Delta b'_{\max})/2 = (0{,}07 - 0{,}05)/2 = 0{,}01$ рад.

4. Из графиков рис. 3.12 находим полином Бесселя минимальной степени, аргумент которого на нормированной частоте $\Omega_0 = 1{,}9$ отклоняется от линейной зависимости не более чем на 0,01 рад. В данном случае степень полинома Бесселя равна 4. Его нули выписываем из табл. 3.8:

$$\Lambda_{1,2} = -2{,}89621 \pm j0{,}86723; \quad \Lambda_{3,4} = -2{,}10379 \pm j2{,}65742.$$

5. Используя формулу (3.1), вычисляем полюсы передаточной функции:

$$p_{1,2} = (-1{,}98626 \pm j6{,}49952) \cdot 10^5, \qquad p_{5,6} = (-1{,}69659 \pm j7{,}55943) \cdot 10^5,$$
$$p_{3,4} = (-1{,}65322 \pm j5{,}40973) \cdot 10^5, \qquad p_{7,8} = (-0{,}94711 \pm j4{,}22002) \cdot 10^5.$$

Смещение нулей полинома Гурвица. Полосовая система может быть также образована путем смещения нулей и полюсов соответствующей передаточной функции низкочастотной системы. Для полосовых ЛЗ необходимо по заданному низкочастотному полиному $v(\Lambda)$ порядка n определить новый полином Гурвица $v(p)$, аргумент которого в рабочей полосе частот имел бы с некоторой погрешностью линейную зависимость от частоты. Подобные задачи решает преобразование частоты вида

$$\Omega = \frac{\Omega_0}{\Delta\omega}\,\omega - \omega_0 \operatorname{sign} \omega$$

$$\text{или} \quad \omega = \frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\,\Omega + \omega_0 \operatorname{sign} \omega,$$

где $\omega_0 = (\omega_{-\varkappa} + \omega_{\varkappa})/2$ — средняя частота рабочей полосы; $\Delta\omega = (\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa})/2$ — половина ширины рабочей полосы; $\operatorname{sign} \omega = +1$ если $\omega > 0$, и -1, если $\omega < 0$. Смысл этих преобразований иллюстрируют рис. 3.33 и 3.34.

Указанное преобразование переводит (смещает) нули $\Lambda_{2k-1,2k} = -\Sigma_k \pm j\Omega_k$ полинома $v(\Lambda)$ порядка n из плоскости Λ в плоскость p, как показано на рис. 3.35. При этом новые значения нулей полинома Гурвица $v(p)$ порядка $2n$ находят по формулам:

$$\left.\begin{aligned} p_{4k-3,4k-2} &= -\frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\Sigma_k \pm j\left(\omega_0 - \frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\Omega_k\right) = -\sigma_k \pm j\omega_{2k-1}; \\ p_{4k-1,4k} &= -\frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\Sigma_k \pm j\left(\omega_0 + \frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\Omega_k\right) = -\sigma_k \pm j\omega_{2k}. \end{aligned}\right\} \tag{3.8}$$

В случае вещественного нуля полинома $v(\Lambda)$ необходимо в предыдущих формулах положить $\Omega_k = 0$. Тогда

$$p_{2k-1,\,2k} = -\frac{\Delta\omega}{\Omega_0}\Sigma_k \pm j\omega_0. \tag{3.9}$$

При образовании полосовых ЛЗ с помощью смещения нулей появляется дополнительное отклонение ФЧХ от линейной функции за счет «хвоста» функции $\varphi_2(\omega)$:

$$\varphi_2(\omega) = \sum_{k=1}^{n} \operatorname{arctg}\left[(\omega+\omega_k)/\sigma_k\right] + \sum_{k=1}^{n} \operatorname{arctg}\left[(\omega+\omega_k+1)/\sigma_k\right].$$

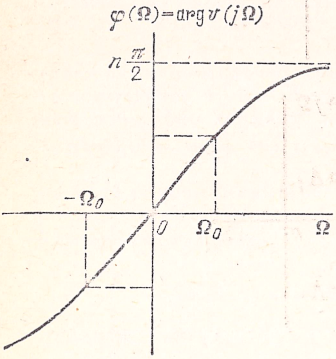


Рис. 3.33. Частотная зависимость аргумента НЧ-полинома Гурвица

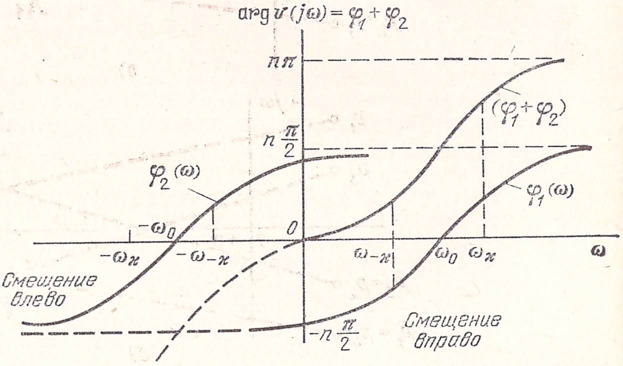


Рис. 3.34. Образование линейной фазовой характеристики в рабочей полосе частот

Максимум отклонения ФЧХ от прямой, изображенной на рис. 3.36,

$$\Delta\varphi_{\max} = \varphi_2(\omega_{\max}) - \frac{\left[\varphi_2(\omega_\varkappa)-\varphi_2(\omega_{-\varkappa})\right]\omega_{\max}+\omega_\varkappa\,\varphi_2(\omega_{-\varkappa})-\omega_{-\varkappa}\,\varphi_2(\omega_\varkappa)}{\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa}},$$

причем частота $\omega_{\max}$ находится из уравнения

$$\sum_{k=1}^{n}\frac{\sigma_k}{\sigma_k^2+(\omega+\omega_k)^2} - \frac{\varphi_2(\omega_\varkappa)-\varphi_2(\omega_{-\varkappa})}{\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa}} = 0.$$

Изложенный метод по сравнению с реактансным преобразованием частоты позволяет рассчитывать более широкополосные линии задержки с относительной рабочей полосой частот порядка единицы.

Пример 3.7. Рассчитать полосовую ЛЗ при данных, приведенных в примере 3.6, с использованием сдвига (смещения) нулей низкочастотного полинома Гурвица.

Расчет. Проектирование полосовой линии задержки с использованием сдвига нулей полинома Гурвица имеет некоторые особенности по сравнению с расчетом аналогичной линии задержки на основе реактансного преобразования частоты, состоящие главным образом в преобразовании низкочастотного полинома Гурвица Последовательность расчета полосовой ЛЗ удобнее проследить по этапам.

1. Определяем нормированную граничную частоту рабочей полосы

$$\Omega_0 = 0{,}5\,(\omega_\varkappa-\omega_{-\varkappa})\,0{,}5t_{\text{гр}} = 1{,}9.$$

2. Пренебрегая дополнительной погрешностью отклонения фазы вследствие сдвига нулей, определяем допустимое отклонение аргумента комплекса полинома Бесселя на частоте $\Omega_0 = 1{,}9 : \Delta b_n = \Delta b_{\max}/2 = 0{,}035$.

3. Из рис. 3.12 находим, что в данном случае может быть выбран полином Бесселя третьей степени, поскольку аргумент отклоняется от линейной зависимости на частоте $\Omega_0 = 1{,}9$ всего лишь на 0,0307 рад.

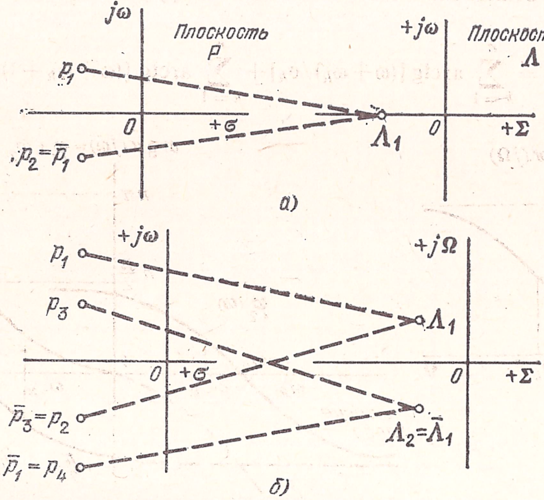


Рис. 3.35. Смещение нулей НЧ-полинома при образовании полосовой ЛЗ

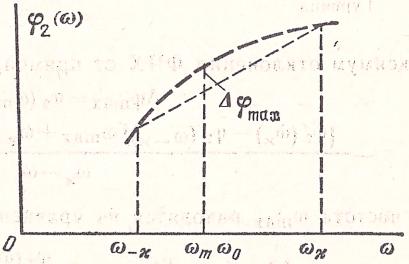


Рис. 3.36. Характер отклонения фазы от линейной зависимости при смещении нулей

4. Из табл. 3.8 выписываем нули полинома Бесселя: $\Lambda_1 = -2{,}32219$; $\Lambda_{2,3} = -1{,}83891 \pm j1{,}75438$.

5. Рассчитываем значения нулей по формулам (3.8) и (3.9) нового полинома Бесселя для реализации требуемой задержки в заданной полосе частот:

$$p_{1,2} = -1{,}53587 \cdot 10^5 \pm j6{,}28318 \cdot 10^5;$$
$$p_{3,4} = -1{,}21623 \cdot 10^5 \pm j5{,}12286 \cdot 10^5;$$
$$p_{5,6} = -1{,}21623 \cdot 10^5 \pm j7{,}44350 \cdot 10^5.$$

Линии задержки с отводами. Линия задержки с отводами является многополюсником с одним входом и несколькими выходами. В такой линии сигнал на каждом выходе должен появляться в строго определенное время по отношению ко времени поступления его на вход. Подобные устройства особенно широко применяются в схемах оптимальной обработки сигналов и для построения корректоров.

Основной частью ЛЗ с отводами (рис. 3.37) является многосекционная линия задержки, т. е. линия, составленная из каскадно включенных более простых ЛЗ с вполне определенным временем прохождения, приходящимся на каждую секцию. При таком принципе построения ЛЗ с отводами нетрудно определить время прохождения по каждому выходу. Например для первого выхода это время равно $t_{\text{гр}1}$, для второго — $(t_{\text{гр}1}+t_{\text{гр}2})$, ... для последнего — $(t_{\text{гр}1}+t_{\text{гр}2}+\ldots+t_{\text{гр}n})$.

Из сказанного выше можно сделать вывод, что расчет ЛЗ с отводами ничем не отличается от расчета обычной линии задержки и сводится к определению параметров n отдельных линий задержки (секций) по заданным значениям $t_{\text{гр}1}$, $t_{\text{гр}2}, \ldots, t_{\text{гр}n}$ и допустимым значениям погрешности. Включение отдельных линий каскадно развязанное.

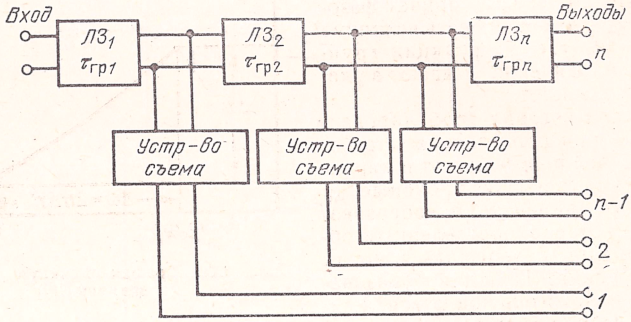


Рис. 3.37. Функциональная схема ЛЗ с отводами

Входные сопротивления устройств съема должны быть достаточно большими чтобы не оказывать заметного шунтирующего влияния на прохождение сигнала по всей линии.

3.11. РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ДИСПЕРСИОННЫХ ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ

Дисперсионной линией задержки (ДЛЗ) принято называть такую электрическую цепь, функция группового времени которой изменяется по линейному закону в заданной полосе частот, а АЧХ остается постоянной в той же полосе частот $\omega_{-\varkappa} - \omega_{\varkappa}$. Очевидно, что подобные электрические цепи относятся к фазовым цепям с особыми свойствами:

$$t_{\text{гр}}(\omega) = \alpha_2\omega + \alpha_1. \tag{3.10}$$

График этой функции показан на рис. 3.38.

Основным параметром ДЛЗ принято считать коэффициент дисперсии D, равный произведению перепада функции группового времени Δt на ширину рабочей полосы частот Δf:

$$D = \Delta t \Delta f.$$

При этом

$$\alpha_2 = -\frac{\Delta t}{\Delta\omega} = -\frac{D}{(\Delta\omega)^2}\,2\pi = -\frac{\Delta t^2}{2\pi D}.$$

Характеристика фазы цепи связана с групповым временем следующим образом:

$$b(\omega) = \int t_{\text{гр}}(\omega)\, d\omega.$$

Для ДЛЗ

$$b(\omega) = \frac{\alpha_2}{2}\,\omega^2 + \alpha_1\omega - \alpha_0 = -\frac{\pi D}{(\Delta\omega)^2}\,\omega^2 + \alpha_1\omega - \alpha_0. \tag{3.11}$$

Таким образом, фазочастотная характеристика дисперсионной линии задержки представляет собой параболическую функцию частоты. Коэффициент при ω^2 называется фазовой дисперсией. Фазовая дисперсия равна $\alpha_2/2 \rightarrow \pm \pi D/(\Delta\omega^2)$, причем знак «+» соответствует линейно возрастающей функции группового времени, а знак «—» — линейно убывающей.

В табл. 3.19 приведены параметры фазовых звеньев, называемых секциями дисперсионных линий задержки, фазочастотные характеристики которых наименее в смысле Чебышева отклоняются от функции вида (3.11).

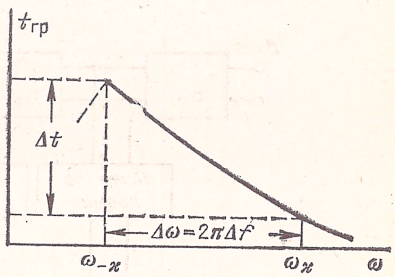


Рис. 3.38. График функции группового времени ДЛЗ

Приведенные решения в данной таблице выполнены для нормированной полосы частот $1 \leqslant \Omega \leqslant 2$, причем фазовая дисперсия всех секций есть величина положительная, т. е. их функции группового времени линейно убывают в указанной полосе частот.

Для использования табулированных решений при произвольных требованиях к рабочей полосе частот и характеру изменения времени прохождения целесообразно применять преобразование частоты, которое определенным образом заставляет перемещаться корни полинома Гурвица. Так, для образования ДЛЗ с положительной фазовой дисперсией (линейно убывающей функцией группового времени) в рабочей полосе частот $\omega_{-\varkappa} = \omega_{\varkappa}$ необходимо пересчитать корни табулированного полинома Гурвица по следующей формуле:

$$p_{2k-1,\,2k} = -\sigma_k \pm j\omega_k = -(\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa})\,\Sigma_k \pm j\,[\Omega_k(\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa}) + 2\omega_{-\varkappa} - \omega_{\varkappa}]. \quad (3.12)$$

В другом случае, когда требуется построить ДЛЗ с отрицательной фазовой дисперсией (линейно возрастающей функцией группового времени прохождения), в полосе частот $\omega_{-\varkappa} - \omega_{\varkappa}$ корни табулированного полинома Гурвица пересчитываются по формуле

$$p_{2k-1,\,2k} = -\sigma_k \pm j\omega_k = -(\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa})\,\Sigma_k \pm j\,[\Omega_k(\omega_{\varkappa} - \omega_{-\varkappa}) + \omega_{-\varkappa} - 2\omega_{\varkappa}]. \quad (3.13)$$

Рассмотрим общий порядок расчета ДЛЗ, если заданы:

рабочая полоса частот $\omega_{-\varkappa} - \omega_{\varkappa}$;

коэффициент дисперсии D;

характер наклона функции времени прохождения (возрастающий, убывающий);

допустимое отклонение фазовой характеристики от требуемой $\Delta b_{\max}$.

Расчет передаточной функции ДЛЗ с использованием табулированных полиномов, помещенных в табл. 3.19, можно разделить на два этапа:

выбор типа секции и их числа для образования ДЛЗ с требуемыми значениями D и $\Delta b_{\max}$;

расчет передаточной функции по данным табл. 3.19 с использованием формул (3.12), (3.13).

Поскольку в табл. 3.19 приведены данные о коэффициентах дисперсии различных секций ДЛЗ и максимальных отклонениях ФЧХ от параболы, сначала можно подобрать необходимое число секций так, чтобы удовлетворить заданным требованиям к коэффициенту дисперсии и погрешности аппроксимации проектируемой линии задержки. При этом может оказаться, что существует несколько вариантов реализации имеющихся требований. Для выбора окончательного решения каждый вариант должен быть оценен по характеристикам реализуемых звеньев.

Затем необходимо пересчитать корни табулированного полинома Гурвица по формуле (3.12) или (3.13) в зависимости от того, какой характер должна иметь функция группового времени в рабочей полосе частот — убывающий или возрастающий.

Таблица 3.19

Основные параметры и нули полиномов Гурвица секций дисперсионных линий задержки

Номер секции	6-1	6-2	6-3	6-4	8-5	8-6	8-7	8-8
Нули полиномов Гурвица	-0,137701 ±1,027908 -0,210593 ±1,258214 -0,294891 ±1,569357	-0,090455 ±1,056599 -0,133993 ±1,259950 -0,195890 ±1,540378	-0,084340 ±1,078250 -0,123781 ±1,277855 -0,182505 ±1,554327	-0,067558 ±1,064423 -0,097449 ±1,252848 -0,145808 ±1,515507	-0,127893 ±0,993838 -0,192364 ±1,172220 -0,249264 ±1,395451 -0,323706 ±1,683008	-0,106544 ±1,014203 -0,157307 ±1,179701 -0,204224 ±1,388982 -0,272105 ±1,659736	-0,074875 ±1,036572 -0,106115 ±1,186285 -0,138091 ±1,377692 -0,193658 ±1,629146	-0,068020 ±1,037865 -0,095502 ±1,182797 -0,124187 ±1,368019 -0,175086 ±1,612915
Коэффициент D	2,995	4,364	4,614	5,438	3,359	4,016	5,400	5,881
α_2	9,4094	13,710	14,495	17,085	10,552	12,616	16,966	18,477
α_1	40,146	55,095	58,279	66.287	47,050	54,526	69,810	74,754
α_0	26,232	38,107	41,347	46,703	30,326	36,504	48,756	52,445
$\Delta\delta_{max}$, рад	0,0288	0,0596	0,0728	0,126	0,004	0,0096	0,0386	0,052

Окончание табл. 3.19

Номер секции	10-9	10-10	10-11	10-12	10-13	12-14	12-15	12-16
Нули полиномов Гурвица	-0,118237	-0,099367	-0,084509	-0,074081	-0,056745	-0,067989	-0,056053	-0,049920
	±0,978492	±0,996107	±1,015344	±1,012179	±0,983610	±0,940927	±0,995274	±0,966773
	-0,178020	-0,146801	-0,122628	-0,105568	-0,077896	-0,096488	-0,077743	-0,067991
	±1,121262	±1,109297	±1,141393	±1,133647	±1,096226	±1,042769	±1,050763	±1,059299
	-0,223756	-0,183796	-0,152862	-0,131015	-0,095857	-0,116524	-0,093202	-0,081172
	±1,292605	±1,246467	±1,295097	±1,282400	±1,234445	±1,164524	±1,164960	±1,170105
	-0,273475	-0,226845	-0,190003	-0,163941	-0,120996	-0,139020	-0,111681	-0,097287
	±1,498765	±1,412437	±1,481868	±1,463796	±1,403707	±1,308469	±1,299283	±1,300789
	-0,336725	-0,287275	-0,246815	-0,218242	-0,167863	-0,170587	-0,138258	-0,121354
	±1,759384	±1,622121	±1,719059	±1,695345	±1,623255	±1,480145	±1,460440	±1,457580
						-0,221520	-0,184861	-0,165277
						±1,695816	±1,664977	±1,658528
Коэффициент D	3,743	4,487	5,262	5,864	7,257	6,535	7,809	8,487
α_2	11,760	14,098	16,532	18,425	22,800	20,531	24,533	28,662
α_1	54,188	62,693	71,422	77,931	93,136	89,024	102,567	110,021
α_0	34,600	41,605	48,767	53,745	65,935	62,300	72,337	78,616
Δb_{max}, рад	0,0012	0,0032	0,0072	0,0138	0,0394	0,0077	0,0172	0,0278

Пример 3.8. Для уяснения существа изложенной методики рассмотрим конкретный пример расчета ДЛЗ при следующих данных:

рабочая полоса частот 45—55 кГц;

коэффициент дисперсии 10;

характер наклона $t_{\text{гр}}$ (ω) убывающий;

отклонение b (ω) от параболической не должно превышать 2° (0,034 рад).

Расчет. Из графы 2 табл. 3.19 видно, что непосредственно нет секции с требуемым коэффициентом дисперсии. Поэтому следует подобрать необходимое число секций, суммарный коэффициент дисперсии D_Σ которых равнялся бы требуемому и одновременно результирующая погрешность аппроксимации Δb_Σ не превосходила бы заданной.

Как уже указывалось, эта задача имеет несколько вариантов решения. Например, можно взять:

1) три секции № 8 — 5: $D_\Sigma = 10{,}077$ и $\Delta b_\Sigma = 0{,}012$;

2) две секции №10 — 11: $D_\Sigma = 10{,}524$ и $\Delta b_\Sigma = 0{,}0144$;

3) одну секцию № 8 — 5 и одну секцию № 12—15: $D_\Sigma = 11{,}168$ и $\Delta b_\Sigma = 0{,}021$.

Все дисперсионные линии задержки, составленные из указанных секций, будут удовлетворять заданным требованиям к коэффициенту дисперсии и погрешности аппроксимации. Однако не все они будут иметь одинаковое число элементов (фазовых звеньев второго порядка): первая линия содержит 12 звеньев, вторая — 10, третья — 10. Следовательно, вторая и третья линии имеют меньшее число элементов по сравнению с первой линией. Так как вторая линия состоит из двух одинаковых секций, что упрощает последующий расчет и повышает технологичность изготовления, окончательно останавливаемся на втором варианте.

Секция № 10—11 определяется полиномом Гурвица десятого порядка, нули которого приведены в строке 10—11 табл. 3.19:

$$\Lambda_{1,2} = -0{,}084508 \pm j1{,}015344; \qquad \Lambda_{7,8} = -0{,}190003 \pm j1{,}481863;$$
$$\Lambda_{3,4} = -0{,}122628 \pm j1{,}141393; \qquad \Lambda_{9,10} = -0{,}246815 \pm j1{,}719059.$$
$$\Lambda_{5,6} = -0{,}152862 \pm j1{,}295007;$$

Для образования секции с линейно убывающей функцией группового времени задержки пересчитаем корни по формуле (3.12), имея в виду, что $\omega_{-\varkappa} = 0{,}282748\cdot10^6$; $\omega_\varkappa = 0{,}345575\cdot10^6$, $\Delta\omega = 0{,}628318\cdot10^5$. В результате получим:

$$p_{1,2} = -0{,}530985\cdot10^4 \pm j0{,}283707\cdot10^6;$$
$$p_{3,4} = -0{,}770506\cdot10^4 \pm j0{,}291627\cdot10^6;$$
$$p_{5,6} = -0{,}960447\cdot10^4 \pm j0{,}301285\cdot10^5;$$
$$p_{7,8} = -0{,}11380\cdot10^5 \pm j0{,}313019\cdot10^6;$$
$$p_{9,10} = -0{,}155075\cdot10^5 \pm j0{,}327923\cdot10^6.$$

Расчет схемы ДЛЗ проводится по методике, изложенной в разд. 4.

3.12. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФАЗОРАЗНОСТНЫХ ЦЕПЕЙ

Частотные характеристики фазоразностных цепей. В ряде задач возникает необходимость в линейном преобразовании исходного сигнала с целью получения нескольких (двух) сигналов с определенными амплитудными и фазовыми соотношениями в широкой полосе частот. Для этого удобно использовать шестиполюсные цепи.

Шестиполюсная электрическая цепь с одной парой входных и двумя парами выходных зажимов (рис. 3.39) называется разностной, если между комплексными напряжениями на ее выходах поддерживаются определенные амплитудные и фазовые соотношения. Эти соотношения оцениваются соответственно амплитудно- и фазоразностной характеристиками, которые определяются следующим образом.

Пусть $\dot U_1 = U_1 e^{j\varphi_1}$ и $\dot U_2 = U_2 e^{j\varphi_2}$ — комплексные амплитуды напряжений на выходных зажимах и $W(j\omega) = \dot U_1/\dot U_2$ или $W(j\omega) = T_{\text{I}}(j\omega)/T_{\text{II}}$, где $T_{\text{I}}(j\omega)$ и $T_{\text{II}}(j\omega)$ — передаточные функции четырехполюсников *I* и *II*.

Фазоразностной и амплитудно-разностной характеристиками цепи называются соответственно функции

$$\Phi(\omega) = \arg W(j\omega) = \varphi_1 - \varphi_2; \quad W(\omega) = |W(j\omega)| = |T_\text{I}(j\omega)|/|T_\text{II}(j\omega)|.$$

Наибольшее практическое применение находят широкополосные фазовращающие цепи (ШФЦ). Широкополосной фазовращающей цепью, или просто широкополосным фазовращателем, называется разностная цепь, частотные характеристики которой в пределах заданной частотной полосы $0 \leqslant \omega_{-\varkappa} \leqslant \omega \leqslant \omega_\varkappa < \infty$ удовлетворяют соотношениям

$$\Phi_0(\omega) - \Delta\Phi_0 \leqslant \Phi(\omega) \leqslant \Phi_0(\omega) + \Delta\Phi_0;$$

$$|T_\text{I}(\omega)| = |T_\text{II}(j\omega)| = \text{const},$$

где $\Phi_0(\omega)$ — заданная фазоразностная характеристика; $\Delta\Phi_0$ — допустимая погрешность ее воспроизведения. В большинстве случаев $\Phi_0(\omega) = \Phi_0 = \text{const}$. Такие ШФЦ и рассматриваются в справочнике.

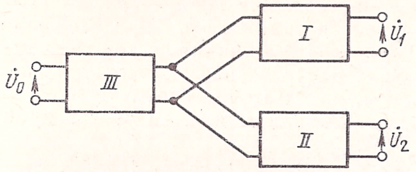


Рис. 3.39. Функциональная схема ШФЦ

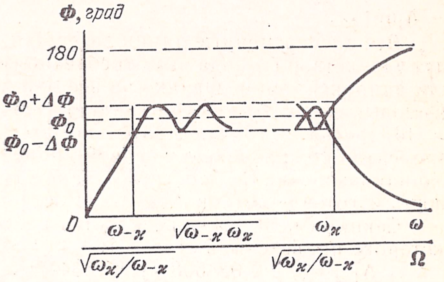


Рис. 3.40. Возможные частотные зависимости фазоразностных характеристик

Можно доказать, что четырехполюсники *I* и *II*, образующие ШФЦ, должны быть фазовыми звеньями. Если входные сопротивления этих четырехполюсников не зависят от частоты, то развязывающий четырехполюсник *III* вырождается в пару проводов.

Значение Φ_0 может быть любым числом, взятым из интервала $(0, \pi)$. Чаще других применяются фазовращатели с разностью фаз между выходными напряжениями $\Phi_0 = \pi/2$.

Расчет передаточных функций фазовых контуров фазовращателей. При определении передаточных функций основными параметрами являются: коэффициент перекрытия диапазона частот $k = \omega_\varkappa/\omega_{-\varkappa}$ и порядок аппроксимирующей функции $N(n)$. Последний параметр характеризует сложность ШФЦ.

Все расчеты ведутся для нормированной шкалы частот. Нормировка осуществляется, как показано на рис. 3.40. Нормированная переменная $\Lambda = j\omega/\omega_0 = j\omega/\sqrt{\omega_{-\varkappa}\omega_\varkappa}$. Этот же рисунок иллюстрирует характер частотной зависимости фазоразностной характеристики.

На первом шаге расчета по заданным значениям Φ_0, $\Delta\Phi_0$ и k на основании кривых рис. 3.41 определяется значение $N(n)$, которое округляется до ближайшего большего целого.

На втором шаге вычисляются нули (полюсы) функции $W(\Lambda)$, а следовательно, и нули (полюсы) передаточных функций $T_\text{I}(\Lambda)$ и $T_\text{II}(\Lambda)$. Для этого используется формула

$$\Lambda_i = \operatorname{ctg}\beta_{i-1}\prod_{t=1}^{\infty}\frac{1+q^{4t}+2q^{2t}\cos 2\beta_{i-1}}{1+q^{4t}-2q^{2t}\cos 2\beta_{i-1}}, \tag{3.14}$$

где $\beta_i = \beta_{i-1} + \pi/N$ и нечетным N соответствует $\beta_0 = -\Phi_0/2N$, а четным $\beta_0 = (\pi - \Phi_0)/(2N)$. Параметр q определяется по формуле $q = \varepsilon + 2\varepsilon^5 + 15\varepsilon^9 +$

$+ 150\varepsilon^{13}$, где $\varepsilon = 0{,}5[(\sqrt{k} - 1)/(\sqrt{k} + 1)]$, либо в результате решения нелинейного уравнения

$$\sqrt{k} = \prod_{i=1}^{\infty} [(1 + q^{2i-1})/(1 - q^{2i-1})].$$

Для этого удобно применить любой численный метод и в качестве начального выбрать значение q из интервала $[\varepsilon;\ 1{,}5\,\varepsilon]$. Отрицательные Λ_i относятся к одной, а положительные Λ_i — ко второй передаточной функции.

Формула (3.14) получена из условия $\max|\Phi_0 - \Phi(\omega)| = \min$ для $\omega_{-\varkappa} \leqslant \omega \leqslant \omega_\varkappa$ при заданном порядке N. Таким образом, найденные передаточные функции и соответствующие им фазовращатели оптимальны в том смысле, что обеспечивают при заданной сложности максимальную точность воспроизведения желаемой фазоразностной характеристики.

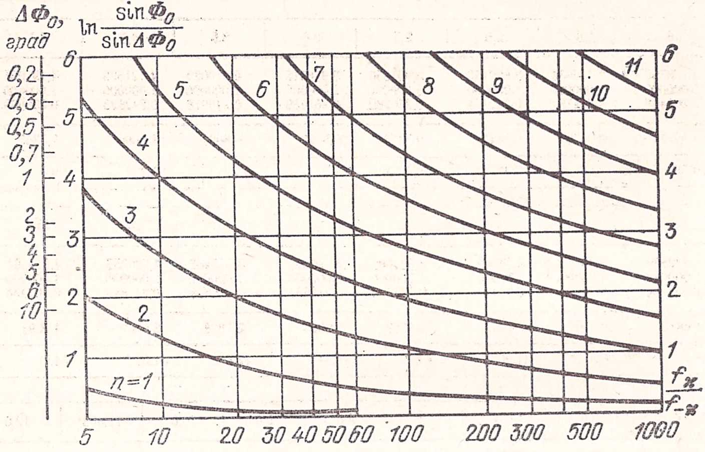


Рис. 3.41. Кривые для оценки сложности ШФЦ

Для часто встречаемых значений k, $\Delta\Phi_0$ конструирование передаточных функций широкополосных фазовращателей с $\Phi_0 = 90°$ удобно вести с помощью табл. 3.20, в которой представлены нули, а следовательно, и полюсы передаточных функций фазовых контуров. Нули одной передаточной функции обозначены нечетными индексами, нули другой — четными. Вопрос о том, какие нули относить к передаточной функции T_{I}, а какие — к функции T_{II}, обсуждается в примере 3.9. В таблицах, кроме того, указано расчетное значение отклонения фазоразностной характеристики от 90° (погрешность аппроксимации), а также значения максимальной в рабочем диапазоне суммарной чувствительности фазоразностной характеристики, необходимые для расчета нестабильности

Пример 3.9. Определить передаточные функции $T_{\mathrm{I}}(\Lambda)$ и $T_{\mathrm{II}}(\Lambda)$ четырехполюсников ШФЦ при условиях $\Phi_0 = 90°$; $\Delta\Phi = 45'$; $f_{-\varkappa} = 10^2$ Гц; $f_\varkappa = 9 \cdot 10^3$ Гц.

Расчет. 1. Для данной ШФЦ $k = 90$. Из графика рис. 3.41 находим, что с некоторым запасом сформулированные требования выполняются при $N = 7$.

2. В табл. 3.20 для $N = 7$ нули передаточных функций при $k = 90$ не приведены. Поэтому выбираем ближайшее имеющееся значение $k = 100$. (Значение $k = 80$ брать нельзя, так как требования к ШФЦ по полосе частот в этом случае не выполняются.) При этом ШФЦ оказывается несколько более широкополосной, чем необходимо. Поэтому уточним рабочую полосу. Значению $k = 100$ может со-

Таблица 3.20

Нули передаточных функций четырехполюсников ШФЦ

$N=2$

k	1,05	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	1,8
Λ_1	2,414468	2,415183	2,417760	2,421556	2,426288	2,431743	2,437763	2,444223	2,451028
Λ_2	0,414170	0,414047	0,413606	0,412958	0,412152	0,411228	0,410212	0,409128	0,407992
$\Delta\Phi_0$, град	0.0085	0.0325	0,1189	0,2458	0,4035	0,5847	0,7839	0,9966	1,2197
S, град	2,79	5,45	10,4	14,9	19,09	22,9	26,4	29,7	32,7

k	1,9	2.0	2,2	2,4	2,6	2,8	3,0	3,2	3,4
Λ_1	2,458101	2,465384	2,480391	2,495764	2,511312	2,526907	2,542460	2,557910	2,573217
Λ_2	0,406818	0,405616	0,403162	0,400679	0,398198	0,395741	0,393320	0,390944	0,388619
$\Delta\Phi_0$, град	1,4505	1,6869	2,1703	2,6603	3,1506	3,6371	4,1172	4,5891	5,0518
S, град	35,5	38,18	42,9	47,1	50,8	54,17	57,1	59,8	62,26

$N=3$

k	1,2	1,6	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0	4,5	5,0
Λ_1	3,738766	3,776685	3,829162	3,901850	3,976315	4,049922	4,121629	4,191055	4,258108
Λ_2	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000
Λ_3	0,267468	0,264783	0,261154	0,256289	0,251489	0,246918	0,242623	0,238603	0,234846
$\Delta\Phi_0$, град	0,0027	0,0458	0,1447	0,3273	0,5522	0,8021	1,0660	1,3365	1,6093
S, град	0,553	3,47	7,37	12,4	17,2	21,7	25,7	29,4	32,7

k	5,5	6,0	6,5	7,0	7,5	8,0	9,0	10,0	11,333
Λ_1	4,322829	4,385318	4,445697	4,504098	4,560647	4,615466	4,720355	4,819564	4,944152
Λ_2	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000
Λ_3	0,231330	0,228034	0,224937	0,222020	0,219267	0,216663	0,211849	0,207488	0,202259
$\Delta\Phi_0$, град	1,8813	2,1506	2,4161	2,6769	2,9325	3,1828	3,6669	4,1293	4,7134
S, град	35,7	38,5	41,06	43,39	45,54	47,5	51,09	54,2	57,7

$N=4$

k	2,0	5,0	6,0	7,0	8,0	9,0	10,0	11,333	12,0	14,0
Λ_1	5,167015	5,786876	5,971606	6,144465	6,306858	6,460083	6,605261	6,787918	6,875099	7,122263
Λ_2	1,513690	1,586308	1,607000	1,625994	1,643525	1,659797	1,674982	1,693774	1,702625	1,727315
Λ_3	0,660637	0,630395	0,622277	0,615008	0,608448	0,602483	0,597022	0,590397	0,587328	0,578933
Λ_4	0,193535	0,172805	0,167459	0,162748	0,158558	0,154797	0,151395	0,147321	0,145453	0,140405
$\Delta\Phi_0$, град	0,0124	0,3082	0,4537	0,6075	0,7653	0,9244	1,0831	1,2923	1,3954	1,6975
S, град	1,12	11,1	14,4	17,5	20,3	22,9	25,29	28,19	29,5	33,18

k	16,0	18,0	20,0	24,0	26,0	28,0	30,0	35,0	40,0	50,0
Λ_1	7,350987	7,564390	7,764836	8,133812	8,304966	8,468581	8,625454	8,992296	9,329004	9,933075
Λ_2	1,749652	1,770070	1,778893	1,822686	1,838002	1,852441	1,866104	1,897392	1,925333	1,973739
Λ_3	0,571542	0,564949	0,559005	0,548641	0,544069	0,539828	0,535876	0,527039	0,519391	0,506653
Λ_4	0,136036	0,132198	0,128786	0,122944	0,120410	0,118084	0,115936	0,111206	0,107193	0,100674
$\Delta\Phi_0$, град	1,9878	2,2660	2,5323	3,0320	3,2667	3,4923	3,7093	4,2183	4,6855	5,5185
S, град	36,37	39,19	41,7	45,99	47,8	49,5	51,1	54,5	57,4	62,0

$N=5$

k	5,0	10,0	11,333	15,0	20,0	25,0	30,0	40,0	50,0	60,0
Λ_1	7,297876	8,363023	8.601408	9,190726	9,880024	10.478710	11,011944	11,940441	12,739919	13,448757
Λ_2	2,146231	2,333640	2,374120	2,472079	2,583118	2,676610	2,757818	2,894887	3,008866	3,107062
Λ_3	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1.000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000
Λ_4	0,465933	0,428515	0.421209	0.404518	0,387129	0,373607	0,362606	0,343437	0,332351	0,321848
Λ_5	0,137026	0,119574	0.116260	0,108805	0.101212	0.095432	0,090811	0,083749	0,078493	0,074356
$\Delta\Phi_0$, град	0,059	0,2840	0,3541	0,5524	0,8212	1,0791	1,3236	1,7728	2,1757	2,5403
S, град	3,3	10,3	12,0	16,3	21,1	25,1	28,5	33,9	38,2	41,7

k	70,0	80,0	90,0	100.0	110.0	120.0	130,0	140.0	150,0	160.0
Λ_1	14,089711	14,677531	15,222391	15,731648	16,210813	16,664139	17,094983	17.506051	17,899556	18,277338
Λ_2	3,193710	3,271498	3,342249	3,407261	3,467492	3,523673	3,576372	3,626043	3,673053	3,717706
Λ_3	1,000000	1,000000	1.000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1.000000	1.000000	1,000000
Λ_4	0,313116	0,305670	0,299200	0,293491	0,288393	0,283795	0,279613	0.275783	0,272253	0,268983
Λ_5	0,070974	0,068131	0,065693	0,063566	0,061687	0,060009	0,058497	0,057123	0,055867	0,054713
$\Delta\Phi_0$, град	2,8731	3,1795	3,4635	3,7283	3,9765	4,2101	4,4308	4,6402	4,8392	5,0291
S, град	44.6	47,1	49,3	51,2	52,9	54,4	55,8	57,1	58,29	59,3

$N=6$

k	11,333	20,0	30,0	40,0	50,0	60,0	70,0	80,0	90,0	100,0
Λ_1	10.398011	11,972004	13.367772	14,515198	15,504740	16.383240	17,178503	17,908558	18,585857	19,219402
Λ_2	3.036067	3,361996	3.639244	3,859821	4.045228	4.206378	4,349643	4.479096	4.597518	4,706895
Λ_3	1,416913	1,470163	1.512643	1.544813	1.570845	1.592783	1,611784	1,628568	1,643619	1,657275
Λ_4	0,705760	0.680197	0.661095	0.647328	0.636600	0.627832	0,620431	0,614036	0,608414	0,603400
Λ_5	0.329374	0,297442	0,274782	0.259079	0.247205	0,237734	0,229904	0,223259	0,217509	0,212454
Λ_6	0,096172	0,083528	0,074807	0,068893	0,064496	0,061038	0,058212	0,055839	0,053804	0,052031
$\Delta\Phi_0$, град	0.0970	0,2662	0,4721	0,6705	0,8573	1,0325	1,1970	1,3518	1,4980	1,6366
S, град	4,7	9,8	14,6	18,5	21,7	24,4	26,7	28,8	30,7	32,3

k	120,0	140,0	160,0	180,0	200.0	250,0	300,0	350,0	400,0	500,0
Λ_1	20,380701	21,430508	22,393303	23,285890	24,120373	26,006771	27,676363	29,184786	30,567673	33,047530
Λ_2	4,904069	5,078837	5,236398	5,380273	5,512966	5,806859	6,060467	6,284756	6,486620	6,840280
Λ_3	1,681326	1,702069	1,720337	1,736676	1,751471	1,783356	1,809959	1,832835	1,852934	1,887105
Λ_4	0,594769	0.587520	0,581282	0,575813	0,570949	0.560741	0,552499	0.545603	0,539685	0,529912
Λ_5	0,203912	0,196896	0,190971	0,185864	0,181391	0,172210	0,165004	0,159115	0,154164	0,146193
Λ_6	0,049066	0,046662	0,044656	0,042945	0,041459	0,038452	0,036132	0,034264	0,032714	0,030259
$\Delta\Phi_0$, град	1,8937	2,1283	2,3444	2,5447	2,7317	3,1517	3,5188	3,8455	4,1406	4,6578
S, град	35,3	37,7	39,8	41,7	43,4	46,9	49,7	52,0	54,0	57,2

$N=7$

k	11,333	30,0	40.0	60,0	80,0	100,0	120,0	140,0	160,0	180.0
Λ_1	12,186451	15,705069	17,067623	19,288861	21,105111	22,667680	24,053229	25,306717	26,457081	27,524196
Λ_2	3.682988	4,503204	4,807859	5,291209	5,675428	5,998844	6,280540	6,531546	6,758879	6,967303
Λ_3	1,831306	2,044266	2,118153	2,230477	2,315934	2,385511	2,444502	2,495891	2,541532	2,582665
Λ_4	1,000000	1,000000	1.000000	1.000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000
Λ_5	0,546058	0,489173	0,472109	0,448335	0,431791	0.419197	0,409081	0,400659	0,393464	0,387197
Λ_6	0.271519	0.222064	0,207993	0,188993	0,176198	0,166699	0,159222	0,153103	0,147953	0,143328
Λ_7	0,082058	0,063674	0,058591	0,051843	0,047382	0,044116	0,041575	0,039515	0,037797	0,036332
$\Delta\Phi_0$, град	0,02666	0,1684	0,2536	0,4196	0,5746	0,7182	0,8515	0,9759	1,0924	1,2021
S, град	1,7	7,1	9,5	13,5	16,7	19,3	21,6	23,5	25,3	26,8

k	200.0	250,0	300,0	400,0	500,0	600,0	700,0	800,0	1000,0	2000,0
Λ_1	28,522382	30,780678	32,781455	36,250522	39,229922	41,869549	44.256569	46,446788	50,378763	65,101370
Λ_2	7.160223	7,589823	7,963017	8,595076	9,124134	9,583212	9,991158	10,359853	11,009251	13,319691
Λ_3	2,620158	2,701766	2,770689	2,883622	2,974816	3,051711	3,118428	3,177504	3,278933	3,616500
Λ_4	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000
Λ_5	0,381656	0,370128	0,360921	0,346786	0,336155	0,327685	0,320674	0,314712	0,304977	0,276510
Λ_6	0,139661	0,131755	0,125581	0,116346	0,109599	0,104349	0,100089	0,096526	0,090833	0,075077
Λ_7	0,035060	0,032488	0,030505	0,027586	0,025491	0,023884	0,022596	0,021530	0,019850	0,015361
$\Delta\Phi_0$, град	1,3058	1,5430	1,7548	2,1218	2,4344	2,7078	2,9514	3,1716	3,5585	4,9050
S, град	28,2	31,2	33,7	37,6	40,7	43,2	45,2	47,0	50,0	58,6

$N=8$

Продолжение табл. 3.20

k	11,333	50,0	100,0	120,0	140,0	160,0	180,0	200,0	250,0
Λ_1	13,968088	20,966151	26,089972	27,696674	29,150965	30,486200	31,725290	32,884752	35,509321
Λ_2	4,318007	6,067808	7,271930	7,638727	7,966767	8,264816	8,538846	8,793133	9,361533
Λ_3	2,239551	2,800719	3,148916	3,250143	3,338978	3,418383	3,490344	3,556267	3,700816
Λ_4	1,297797	1,402562	1,460214	1,476117	1,489785	1,501785	1,512492	1,522163	1,542936
Λ_5	0,770536	0,712981	0,684831	0,677453	0,671238	0,665874	0,661161	0,656960	0,648115
Λ_6	0,446518	0,357051	0,317570	0,307679	0,299493	0,292536	0,286505	0,281194	0,270211
Λ_7	0,231588	0,164804	0,137515	0,130912	0,125521	0,120995	0,117112	0,113725	0,106820
Λ_8	0,071592	0,047696	0,038329	0,036105	0,034304	0,032802	0,031521	0,030409	0,028162
$\Delta\Phi_0$, град	0,0073	0,1331	0,3152	0,3829	0,4474	0,5090	0,5678	0,6242	0,7553
S, град	0,6	5,9	11,0	12,6	14,1	15,4	16,5	17,6	19,9

k	300,0	350,0	400,0	500,0	600,0	800,0	1000,0	1200,0	1400,0
Λ_1	37,836153	39,941374	41,873791	45,344575	48,421768	53,762379	58,354476	62,427006	66,113038
Λ_2	9,857624	10,300565	10,702507	11,414008	12,034414	13,090037	13,978250	14,752302	15,442663
Λ_3	3,824015	3,931850	4,028044	4,194711	4,336542	4,571066	4,762371	4,925011	5,067105
Λ_4	1,560194	1,574981	1,587935	1,609875	1,628073	1,657276	1,680338	1,699446	1,715788
Λ_5	0,640946	0,634928	0,629749	0,621166	0,614223	0,603400	0,595119	0,588427	0,582823
Λ_6	0,262505	0,254333	0,248260	0,238395	0,230599	0,218767	0,209980	0,203045	0,197351
Λ_7	0,101444	0,097082	0,093436	0,087612	0,083095	0,076394	0,071540	0,067786	0,064756
Λ_8	0,026430	0,025037	0,023881	0,022053	0,020652	0,018600	0,017137	0,016019	0,015126
$\Delta\Phi_0$, град	0,8749	0,9850	1,0871	1,2720	1,4365	1,7212	1,9632	2,1748	2,3634
S, град	21,9	23,7	25,2	27,8	29,9	33,3	36,0	38,2	40,0

k	1600,0	1800,0	2000,0	3000,0	4000,0	5000,0
Λ_1	69,497795	72,639549	75,580400	88,151159	98,419198	107,258468
Λ_2	16,068593	16,643117	17,175546	19,398279	21,157162	22,635669
Λ_3	5,193681	5,308077	5,412643	5,835426	6,155976	6,417031
Λ_4	1,730082	1,742796	1,754254	1,799098	1,831642	1,857304
Λ_5	0,578007	0,573791	0,570043	0,555834	0,545958	0,538415
Λ_6	0,192542	0,188392	0,184753	0,171367	0,162444	0,155835
Λ_7	0,062233	0,060085	0,058222	0,051551	0,047265	0,044178
Λ_8	0,014389	0,013767	0,013231	0,011344	0,010161	0,009323
$\Delta\Phi_0$, град	2,5339	2,6899	2,8337	3,4250	3,8804	4,2535
S, град	41,6	43,0	44,3	49,0	52,2	54,7

$N=9$

k	11,333	50,0	100,0	200,0	250,0	300,0	350,0	400,0	500,0
Λ_1	15,745606	23,677033	29,494366	37,219591	40,206434	42,855663	45,253512	47,455288	51,411581
Λ_2	4,944152	7,053056	8,524637	10,403733	11,110986	11,730368	12,284977	12,789498	13,685376
Λ_3	2,641035	3,424747	3,926540	4,527156	4,743566	4,929302	5,092822	5,239419	5,495004
Λ_4	1,595146	1,828531	1,963182	2,112744	2,164014	2,207034	2,244203	2,276992	2,333019
Λ_5	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000
Λ_6	0,626902	0,546887	0,509377	0,473318	0,462104	0,453097	0,445593	0,439176	0,428629
Λ_7	0,378640	0,291992	0,254677	0,220889	0,210812	0,202869	0,196355	0,190861	0,181984
Λ_8	0,202259	0,141783	0,117307	0,096119	0,090001	0,085249	0,081400	0,078189	0,073071
Λ_9	0,063510	0,042235	0,033905	0,026868	0,024872	0,023334	0,022098	0,021073	0,019451
$\Delta\Phi_0$, град	0,0020	0,0524	0,1383	0,2983	0,3697	0,4362	0,4984	0,5569	0,6646
S, град	0,2	2,9	6,1	10,6	12,3	13,6	15,1	16,3	18,3

k	800,0	1000,0	1400,0	1600,0	2000,0	3000,0	4000,0	5000,0
Λ_1	61,015340	66,259001	75,125063	78,995421	85,954145	100,348571	112,118012	122,257473
Λ_2	15,808903	16,941222	18,817745	19,623278	21,052631	23,939952	26,239759	28,182437
Λ_3	6,079243	6,379818	6,863363	7,065867	7,418389	8,106684	8,634925	9,068999
Λ_4	2,456151	2,517086	2,612054	2,650790	2,716874	2,841383	2,933288	3,006672
Λ_5	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000	1,000000
Λ_6	0,407141	0,397285	0,382841	0,377246	0,368070	0,351941	0,340914	0,332594
Λ_7	0,164494	0,156744	0,145701	0,141526	0,134800	0,123355	0,115809	0,110266
Λ_8	0,063256	0,059028	0,053141	0,050960	0,047500	0,041771	0,038110	0,035483
Λ_9	0,016389	0,015092	0,013311	0,012659	0,011634	0,009965	0,008919	0,008179
$\Delta\Phi_0$, град	0,9339	1,0829	1,3343	1,4431	1,6366	2,0257	2,3313	2,5851
S, град	22,9	25,1	28,6	30,0	32,3	36,7	39,7	42,1

$N=10$

k	100,0	200,0	300,0	400,0	500,0	800,0	1000,0	1500,0	2000,0	2500,0	3000,0
Λ_1	32,885953	41,534621	47,849762	53,006541	57,444013	68,222638	74,111498	86,292062	96,250330	104,828867	112,448403
Λ_2	9,758669	11,991210	13,577789	14,849998	15,929679	18,500880	19,878278	22,674021	24,912423	26,810492	28,475026
Λ_3	4,706895	5,512966	6,060467	6,486620	6,840280	7,656514	8,080438	8,916206	9,564337	10,101001	10,562767
Λ_4	2,493038	2,750691	2,916627	3,041431	3,142397	3,367374	3,480239	3,695751	3,857139	3,987366	4,097144
Λ_5	1,353589	1,399383	1,427305	1,447585	1,463574	1,497964	1,514623	1,545433	1,567710	1,585228	1,599696
Λ_6	0,738777	0,714601	0,700621	0,690806	0,683259	0,667573	0,660230	0,647068	0,637873	0,630824	0,625119
Λ_7	0,401117	0,363545	0,342862	0,328793	0.318229	0,296967	0,287337	0,270581	0,259260	0,250792	0,244072
Λ_8	0,212454	0,181391	0,165004	0,154164	0,146193	0,130608	0,123756	0,112155	0,104555	0,099000	0,094672
Λ_9	0,102473	0,083394	0,073650	0,067340	0,062776	0,054052	0,050306	0,044103	0,040141	0,037299	0,035119
Λ_{10}	0,030408	0,024076	0,020899	0,018866	0,017408	0,014658	0,013493	0,011589	0,010390	0,009539	0,008893
$\Delta\Phi_0$, град	0,0607	0,1426	0,2175	0,2853	0,3472	0,5067	0,5973	0,7882	0,9451	1,0796	1,1979
S, град	3,3	6,2	8,5	10,3	11,8	15,3	17,1	20,5	23,0	25,1	26,8

k	3500,0	4000,0	4500,0	5000,0	6000,0	7000,0	8000,0	9000,0	10000,0
Λ_1	119,353941	125,702172	131,600990	137,126667	147,278913	156,484325	164,950306	172,814764	180,190911
Λ_2	29,967511	31,326911	32,579818	33,744946	35,865322	37,766605	39,496406	41,093582	42,578422
Λ_3	10,970287	11,336449	11,669924	11,976760	12,527514	13,013482	13,450068	13,847385	14,213268
Λ_4	4,192391	4,276734	4,352578	4,421579	4,543638	4,649524	4,743276	4,827520	4,904229
Λ_5	1,612037	1,622808	1,632372	1,640975	1.655974	1,668767	1,679931	1,689837	1,698756
Λ_6	0,620333	0,616216	0,612606	0,609394	0,603874	0,599245	0,595263	0,591773	0,588666
Λ_7	0,238527	0,233823	0.229749	0,226164	0.220088	0,215076	0,210825	0,207146	0,203906
Λ_8	0,091155	0,088211	0,085690	0,083495	0.079824	0,076843	0,074349	0,072216	0,070357
Λ_9	0,033370	0,031921	0,030694	0,029634	0.027882	0,026478	0,025318	0,024335	0,023486
Λ_{10}	0,008378	0,007955	0,007599	0,007292	0,006789	0,006390	0,006062	0,005786	0,005549
$\Delta\Phi_0$, град	1,3040	1,4003	1,48888	1,5708	1,7188	1,8502	1,9686	2,0765	2,1759
S, град	28,2	29,4	30.6	31,6	33.3	34,8	36,1	37,2	38,2

ответствовать полоса $0{,}9\cdot10^2$—$9\cdot10^3$ либо 10^2—10^4. Будем вести расчет для полосы 10^2 — 10^4. Значение $\Delta\Phi_0$, взятое из таблицы, равно 0,72°, или 43′, что несколько меньше допустимого.

Выписываем выражения для нормированных по частоте передаточных функций:

$$T_a(\Lambda)=M\,\frac{(\Lambda-22{,}6677)(\Lambda-2{,}38551)(\Lambda-0{,}419197)(\Lambda-0{,}041157)}{(\Lambda+22{,}6677)(\Lambda+2{,}38551)(\Lambda+0{,}419197)(\Lambda+0{,}041157)};$$

$$T_b(\Lambda)=M\,\frac{(\Lambda-5{,}99884)(\Lambda-1)(\Lambda-0{,}166699)}{(\Lambda+5{,}99884)(\Lambda+1)(\Lambda+0{,}166699)},$$

где M — некоторый постоянный множитель, существенный при построении схемы.

Так как $\Phi(\Omega)=\arg T_{\mathrm{I}}(j\Omega)-\arg T_{\mathrm{II}}(j\Omega)\approx 90^\circ$ в рабочей полосе частот, а ФЧХ фазового контура отрицательна, то $b_{\mathrm{II}}=-\arg T_{\mathrm{II}}(j\Omega)$ должна быть больше $b_{\mathrm{I}}=-\arg T_{\mathrm{I}}(j\Omega)$. Учитывая, что

$$b_a(\Omega)=2[\operatorname{arctg}(\Omega/22{,}6677)+\operatorname{arctg}(\Omega/2{,}38551)+\operatorname{arctg}(\Omega/0{,}419197)+$$
$$+\operatorname{arctg}(\Omega/0{,}041157)];$$

$$b_b(\Omega)=2[\operatorname{arctg}(\Omega/5{,}99884)+\operatorname{arctg}\Omega+\operatorname{arctg}(\Omega/0{,}166699)],$$

видим, что $b_a>b_b$ и, следовательно, $T_{\mathrm{I}}(\Lambda)=T_b(\Lambda)$; $T_{\mathrm{II}}(\Lambda)=T_a(\Lambda)$.

Далее рекомендуется слелать проверку, рассчитав и построив график по формуле

$$\Phi(\Omega) = b_{\mathrm{II}}(\Omega) - b_{\mathrm{I}}(\Omega) = 2\left[\sum_i \operatorname{arctg}(\Omega/\Lambda_i) - \sum_j \operatorname{arctg}(\Omega/\Lambda_j)\right],$$

где Λ_i — нули передаточной функции $T_{\mathrm{II}}(\Lambda)$, а Λ_j — нули передаточной функции $T_{\mathrm{I}}(\Lambda)$.

3. На заключительном этапе расчета выполняется денормирование по формуле $\Lambda = p/\omega_0 = p/(2\pi \cdot 10^3)$. Окончательно получаем

$$T_{\mathrm{I}}(\Lambda) = \frac{(p - 2\pi \cdot 5{,}99884 \cdot 10^3)(p - 2\pi \cdot 10^3)(p - 2\pi \cdot 0{,}166699 \cdot 10^3)}{(p + 2\pi \cdot 5{,}99884 \cdot 10^3)(p + 2\pi \cdot 10^3)(p + 2\pi \cdot 0{,}166699 \cdot 10^3)};$$

$$T_{\mathrm{II}}(\Lambda) =$$

$$= \frac{(p - 2\pi \cdot 22{,}6677 \cdot 10^3)(p - 2\pi \cdot 2{,}38551 \cdot 10^3)(p - 2\pi \cdot 0{,}419197 \cdot 10^3)(p - 2\pi \cdot 0{,}0441157 \cdot 10^3)}{(p + 2\pi \cdot 22{,}6677 \cdot 10^3)(p + 2\pi \cdot 2{,}38551 \cdot 10^3)(p + 2\pi \cdot 0.419197 \cdot 10^3)(p + 2\pi \cdot 0{,}0441157 \cdot 10^3)}.$$

Примечание. Строго говоря, найденные передаточные функции не являются оптимальными для исходных условий, так как рассчитаны на несколько более широкую полосу. Для построения оптимальных функций необходимо провести расчет по формуле (3.14). При этом порядок передаточных функций не изменится, а несколько изменятся значения нулей. Погрешность аппроксимации немного уменьшится.

Раздел 4

Звенья активных RC-фильтров и корректоров

■

4.1. ВВЕДЕНИЕ

Настоящий раздел посвящен проектированию звеньев второго порядка (секций фильтров, амплитудных или фазовых корректоров), которые получили наибольшее распространение в практике реализации ARC-цепей.

При четном порядке n характеристического полинома, полученного в результате решения аппроксимационной задачи, схема будет состоять только из звеньев второго порядка, а при нечетном n к $(n-1)/2$ таких звеньев добавляется одно звено первого порядка (необходимые сведения об этих звеньях приведены в подразд. 1.4).

Неоднозначность решений на этапе реализации имеет многоступенчатый характер: выбор способа построения ARC-цепи (каскадная или различные виды некаскадной реализации), выбор принципиальных схем в пределах определенного способа, выбор элементной базы для конкретных схем и т. д., причем, каждая ступень оказывает влияние не только на последующую, но и на предыдущую ступень. По этим причинам реализационная задача по сравнению с аппроксимационной гораздо хуже поддается формализации (необходимой, в частности, для успешного машинного проектирования) и требует в плане оптимизации решений более широкого привлечения инженерной интуиции и опыта.

В данном разделе рассматриваются звенья на операционных усилителях, которые являются наиболее удобными и универсальными активными элементами для реализации ARC-цепей на базе интегральных микросхем общего применения.

Одно из серьезных затруднений, возникающих в ходе проектирования ARC-звеньев,— недостаток информации о свойствах элементной базы (в первую очередь ОУ), который связан с тем, что определенные данные, необходимые при проектировании селективных цепей, редко используются для других целей и потому отсутствуют в справочниках.

Между тем популярный путь расчета «на глазок» с последующей трудоемкой подгонкой методом проб и ошибок в лучшем случае пригоден для единичных лабораторных макетов, но не для действующих приборов и тем более серийных изделий, поскольку подобное проектирование не дает возможности успешно прогнозировать поведение селективного устройства в зависимости от изменения внешних условий и во времени, равно как и гарантировать настройку каждого следующего образца заранее выбранными подстроечными элементами.

Простейший путь при недостатке справочных данных — грубая оценка по верхнему пределу соответствующих факторов в предположении, что их влияние даже в этом случае будет выражено слабо. Если результаты такой оценки окажутся неблагоприятными, целесообразно измерить недостающие данные в простейших экспериментах, а в особо ответственных случаях (например, при серийном внедрении) получить необходимую информацию у завода-изготовителя элементов либо провести специальные исследования с накоплением статистических материалов.

4.2. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ РЕАЛИЗАЦИИ ЗВЕНЬЕВ ВТОРОГО ПОРЯДКА НА ОУ

4.2.1. ПАРАМЕТРЫ И КЛАССИФИКАЦИОННЫЕ ПРИЗНАКИ ЗВЕНЬЕВ

Параметры конкретных звеньев второго порядка рассчитываются на основе результатов решения аппроксимационной задачи (см. разд. 2). Эти результаты определяют необходимые типы звеньев (НЧ, ВЧ, П и Р-звенья), частоты полюса

$\omega_p = 2\pi f_p$, нуля $\omega_z = 2\pi f_z$, эквивалентную добротность полюса $Q = 1/d_p$ и затухание нуля d_z каждого звена.

После решения аппроксимационной задачи должны быть наложены ограничения на нестабильности основных параметров в зависимости от допустимой нестабильности АЧХ или ФЧХ многозвенной системы в целом (см. подразд. 2.5). Следует отметить, что на практике ввиду трудности и неоднозначности распределения допустимой нестабильности между отдельными звеньями, иногда решается обратная задача: для конкретных типов звеньев и элементной базы, выбранных на основе грубых предварительных оценок, находится результирующая нестабильность АЧХ (ФЧХ) и сравнивается с заданной в технических условиях на проектирование.

Возможность реализации звеньев, удовлетворяющих заданным техническим условиям, определяется прежде всего параметрами полюсов передаточных функций. В фильтрах с нулями передачи, обязательно локализованными в полосе заграждения, нестабильности параметров нулей, как правило, относятся к второстепенным ограничивающим факторам, влияние которых на характеристики фильтра в полосе пропускания выражено тем слабее, чем дальше отодвинуты частоты нулей от границ полосы пропускания. В звеньях фазовых и амплитудных корректоров влияние полюса и нуля на частотные характеристики примерно равноценно и потому важнейшим дестабилизирующим фактором является взаимный сдвиг частот f_z и f_p, а также изменение соотношения между d_z и d_p.

С целью реализации комплексно-сопряженного полюса передаточной функции активные элементы звена (ОУ) должны быть охвачены одной или несколькими обратными связями через частотно-зависимые RC-цепи. В зависимости от числа усилителей, оказывающих принципиально необходимое[1] влияние на формирование коэффициентов характеристического полинома второго порядка, звенья принято разделять на классы: с одним, двумя и тремя ОУ (звенья с бо́льшим числом ОУ редко используются на практике и в настоящем справочнике не рассматриваются). Широко распространенный термин «звенья на решающих усилителях» является обобщающим для классов, содержащих два и более ОУ, работающих в режимах интегрирования, дифференцирования и масштабирования.

Следует отметить, что усилители, участвующие в формировании только числителя передаточной функции либо играющие роль вспомогательных каскадов (буферных, инвертирующих и т. п.), на класс звена не влияют. Поэтому в подавляющем большинстве случаев описанные в литературе разновидности звеньев, содержащие четыре и более ОУ (например, известная схема Кервина), в соответствии с отмеченным классификационным признаком должны быть отнесены к классам с числом ОУ не более трех.

Еще один важный классификационный признак звеньев связан с влиянием положительной (регенеративной) обратной связи на формирование коэффициентов характеристического полинома. Звенья с регенерацией, у которых теоретически возможно перевести полюса передаточной функции в правую полуплоскость путем варьирования соотношением элементов пассивной RC-подсхемы, относятся к категории потенциально неустойчивых схем. Потенциально устойчивые звенья, наоборот, не теряют устойчивости при произвольном соотношении элементов идеализированной схемы (т. е. в отсутствие паразитных обратных связей).

Потенциально неустойчивые звенья в литературе чаще всего называют высокочувствительными, имея в виду, что в них чувствительности добротности по основным элементам RC-подсхемы растут пропорционально Q. Соответственно потенциально устойчивые звенья, в которых поэлементные чувствительности добротности меньше единицы и не зависят от Q, характеризуются как низкочувствительные.

На практике широко используются обе категории звеньев, реализованные на одном и двух ОУ. В схемах на трех ОУ регенерация не дает ощутимых преимуществ, и потому все распространенные реализации этого класса относятся к категории потенциально устойчивых (низкочувствительных) звеньев.

---

[1] Такое «принципиально необходимое» влияние всегда связано с участием усилителя в компенсации большого затухания пассивных RC-цепей, т. е. превращением слабо селективной пассивной RC-подсхемы в высокодобротную активную RC-цепь.

4.2.2. СОСТАВЛЯЮЩИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ПАРАМЕТРОВ ЗВЕНЬЕВ

В общем случае относительная нестабильность любого контролируемого параметра звена (y) складывается из нестабильностей, обусловленных элементами пассивной RC-подсхемы и усилителем:

$$\Delta y/y = \delta y = \delta y\,(R_i,\ C_i) + \delta y\,(\text{ОУ}).$$

В свою очередь, каждое из слагаемых в этом выражении состоит из двух составляющих: начального отклонения, определяемого случайным разбросом номиналов R- и C-элементов или параметров усилителя, и временно́й нестабильности, возникающей вследствие изменения внешней температуры и старения элементов. Начальные отклонения от расчетных параметров, как правило, удается свести к минимуму в процессе предварительной настройки ARC-цепи, а временные нестабильности (в первую очередь температурные) относятся к важнейшим факторам, ограничивающим предельные реализационные возможности устройств частотной селекции.

Главная компонента температурной нестабильности основных параметров звена обусловлена изменением сопротивлений и емкостей частотно-задающей RC-цепи, поэтому к температурным коэффициентам этих элементов предъявляются наиболее жесткие требования (в большинстве случаев не хуже 10^{-4} град$^{-1}$).

Другая компонента, обусловленная температурной нестабильностью параметров ОУ, играет важную роль при относительно высоких частотах полюсов вследствие влияния температуры на частотную зависимость коэффициента усиления μ. Факторы неидеальности ARC-цепей, связанные с ограниченностью частотного диапазона ОУ, принято характеризовать через специальный параметр — площадь усиления

$$\Pi = \mu \cdot f_\mu = f_T, \tag{4.1}$$

где f_μ — граничная частота по уровню —3 дБ скорректированного ОУ с разомкнутой петлей обратной связи, а f_T — частота первого среза ОУ со 100%-ной обратной связью (именно это значение чаще всего приводится в справочных данных).

Соответствующие поправки в выражениях основных параметров звеньев могут играть заметную роль, если частоты полюсов составляют $(10^{-2} - 10^{-3})\, f_T$, и потому температурная нестабильность площади усиления, характеризуемая довольно большим температурным коэффициентом (в среднем $\alpha_\Pi \approx 2{,}5 \div 5 \times 10^{-3}$ град$^{-1}$), относится к важнейшим факторам, ограничивающим частотный диапазон звеньев. Температурная нестабильность Π в основном обусловлена изменением μ, однако в области низких частот, где можно полагать $f_p/\Pi \approx 0$, даже значительная нестабильность коэффициента усиления ОУ слабо влияет на параметры звеньев, если значение μ достаточно велико (порядка 10^4 и более).

Следует иметь в виду, что при соизмеримости f_p и Π помимо температурной нестабильности возникают искажения характеристик звена и селективного устройства в целом за счет влияния «паразитных» полюсов 1), т. е. неконтролируемого повышения порядка передаточной функции. Эти искажения, величины которых пропорциональны $(f_p/\Pi)^2$, в принципе можно учесть, если вернуться к решению аппроксимационной задачи. Однако на практике предпочтителен более простой путь: сначала в расчет вносятся поправки, базирующиеся на допущении о неизменности вида характеристик звена, а затем отклонения от расчетной АЧХ (ФЧХ), возникающие за счет реально существующих деформаций характеристик звеньев минимизируются в процессе настройки ARC-цепи в целом.

Кроме того, дополнительные ограничения на частотный диапазон звена иногда налагают паразитные входные емкости ОУ, уменьшение коэффициента подав-

---

1) В так называемых R-фильтрах «паразитные» полюса используются вместо полюсов, определяемых RC-подсхемой, для формирования заданных характеристик селективного устройства. Несмотря на существенное расширение частотного диапазона, подобные фильтры пока имеют весьма ограниченные перспективы из-за низкой стабильности параметров и трудности их воспроизведения в процессе изготовления.

ления синфазных сигналов и максимальной амплитуды выходного сигнала (из-за конечности скорости нарастания напряжения в ОУ), а также технологические факторы.

Общее правило для различных схем состоит в том, что по мере повышения рабочей частоты снижается добротность полюсов, которую удается реализовать при заданной нестабильности основных параметров звена.

Оценка предельных реализационных возможностей звеньев, учитывающая два наиболее важных фактора — температурные нестабильности RC-цепи и площади усиления ОУ, — дается на первом этапе проектирования (см. подразд. 4.3).

Характер ограничений, налагаемых старением элементов, существенно зависит от условий эксплуатации. Если устройство рассчитано на весьма кратковременную эксплуатацию, а также в тех случаях, когда перед началом работы каждый раз проверяются и подстраиваются его характеристики, ограничения по старению исключаются из требований к элементной базе. В других случаях, пользуясь статистическими данными по старению, необходимо рассчитать, в течение какого времени характеристики фильтра или корректора не выйдут за допустимые пределы. Это время определит интервал между профилактическими настройками (если таковые допустимы и в схеме сохранены надлежащие подстроечные элементы) либо полный срок эксплуатации аппаратуры (если профилактические настройки недопустимы),

4.2.3. ВЫРАЖЕНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ ЧЕРЕЗ КОЭФФИЦИЕНТЫ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Поскольку современные селективные ARC-цепи являются высокостабильными устройствами, т. е. допустимые отклонения основных параметров звеньев заведомо малы, достаточно достоверные оценки всех видов нестабильностей можно получить, используя коэффициенты чувствительности первого порядка (см. подразд. 2.3).

Если на некоторый параметр звена y воздействует N дестабилизирующих факторов, то его относительное приращение

$$\delta y = \sum_{i=1}^{N} S_{l_i}^{y}\, \delta l_i, \tag{4.2}$$

где $S_{l_i}^{y}$ — коэффициент относительной чувствительности параметра y к нестабильности обобщенного элемента схемы l_i.

В случае, когда начальное значение y равно нулю (например затухание d_z в Р-звеньях), следует перейти от относительного приращения параметра к абсолютному:

$$\lim_{y\to 0}\left(y\, S_{l_i}^{y}\right) \delta l_i = \bar{S}_{l_i}^{y}\, \delta l_i, \tag{4.3}$$

где $\bar{S}_{l_i}^{y} = \dfrac{\partial y}{\partial l_i}\, l_i$ — коэффициент полуотносительной чувствительности параметра y к нестабильности l_i.

В простейших случаях для предварительных оценок нестабильностей, обусловленных однородными элементами схемы (резисторами, конденсаторами), все слагаемые в (4.2) берутся по модулю, а все случайные отклонения полагаются равными $\delta l_{\max}$, чем определяется теоретически максимальное отклонение параметра y:

$$(\delta y)_{\max} = \sum_{i=1}^{N} \left| S_{l_i}^{y} \right| \delta l_{\max} = W_l^{y}\, \delta l_{\max}, \tag{4.4}$$

где W_l^y (и аналогично $\overline{W}_l^y$) — коэффициент чувствительности для наихудшего случая («worst case»), представляющий собой сумму модулей коэффициентов чувствительности по всем элементам l_i.

Для конкретной схемы звена с известными значениями W_l^y, приравнивая $\delta y_{\max}$ к $\delta y(l_i)_{\text{доп}}$ (т. е. той составляющей допустимой нестабильности параметра y, которая обусловлена рассматриваемыми отклонениями пассивных элементов), по формуле (4,4) можно оценить $\delta l_{\max}$ и соответственно наиболее жесткие требования, предъявляемые к допускам или температурным коэффициентам совокупности элементов RC-подсхемы либо к резисторам и конденсаторам в отдельности.

4.2.4. ВЕРОЯТНОСТНАЯ ОЦЕНКА НЕСТАБИЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ ЗВЕНЬЕВ

Ситуация, отображаемая формулой (4.4), соответствует наиболее неблагоприятной комбинации знаков и случайных отклонений элементов, и, следовательно, неравенство $\delta y \leqslant \delta y_{\max}$ выполняется с вероятностью $P = 1$. Вследствие малой вероятности реализации такой комбинации оценка по формуле (4.4) создает запас по стабильности параметров (тем больший, чем больше число N) за счет завышения требований к необходимой стабильности элементов схемы. Поэтому более информативной является вероятностная оценка, которая базируется на введении среднеквадратического значения тех же коэффициентов чувствительности что и в (4.4):

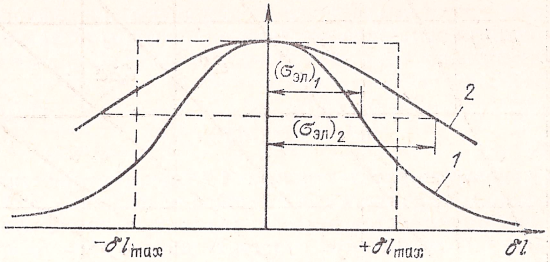


Рис. 4.1. Зависимости плотности вероятности центрированного случайного распределения параметров элементов от отклонения δl (кривая *1* — $\delta l_{\max} > \sigma_{\text{эл}}$; кривая *2* — $\delta l_{\max} < \sigma_{\text{эл}}$)

$$S_{\Sigma}^{y} = \sqrt{\sum_{i=1}^{N} (S_l^y)^2}\,. \tag{4.5}$$

Результирующий закон распределения случайной функции δy зависит от законов распределения случайных отклонений δl_i внутри интервала $\pm\delta l_{\max}$. Если случайные значения δl_i центрированы[1], т. е. отклонения со знаками «+» и «—» равновероятны, то типичный закон для реальных прецизионных R- и C-элементов изображается графически отрезком кривой нормального (гауссового) распределения, заключенным внутри интервала $\pm\delta l_{\max}$ (рис. 4.1).

Параметры подобного «усеченного» нормального закона зависят от соотношения между выбранным интервалом и среднеквадратическим отклонением $\sigma_{\text{эл}}$, характеризующим исходную гауссовскую кривую и обусловленным технологическим процессом изготовления элементов. При $\delta l_{\max} \ll \sigma_{\text{эл}}$ распределение внутри интервала практически равномерное, а при $\delta l_{\max} \gg \sigma_{\text{эл}}$ — нормальное со среднеквадратическим отклонением, равным $\sigma_{\text{эл}}$ (реальная модель первой ситуации соответствует распределению номиналов элементов высшей группы точности, получаемой путем отбраковки из партий деталей с большим технологическим допуском; вторая ситуация близка к распределению номиналов напыленных резисторов либо нормируемых температурных коэффициентов элементов, выпускаемых без заключительной отбраковки).

---

[1] Например, отклонения номиналов в пределах начальных допусков либо температурные отклонения при знаке «±» перед справочным значением температурного коэффициента.

Практически при $\delta l_{\max} \leqslant \sigma_{\text{эл}}$ и числе элементов $N \geqslant 3$ оценку границы вероятностного отклонения $\delta y\ (P)$ с погрешностью не более 10—15% дает график на рис, 4,2. построенный в предположении, что распределение отклонений внутри интервала $\pm\ \delta l_{\max}$ равномерное, а закон распределения случайной функции δy — нормальный. Аргумент функциональной зависимости, изображенной на рис. 4.2, находится по формулам (4.4) и (4.5) через коэффициенты чувствительности, приводимые в таблицах, поясняющих принципиальные схемы звеньев (см. подразд. 4.5, 4.7 и рис. 4.5), а ординаты семейства кривых характеризуют превышение теоретически максимальной нестабильности $(\delta y)_{\max}$ над значением $\delta y\ (P) = \delta y\ (l_i)_{\text{доп}}$, которое не будет превзойдено с заданной вероятностью P.

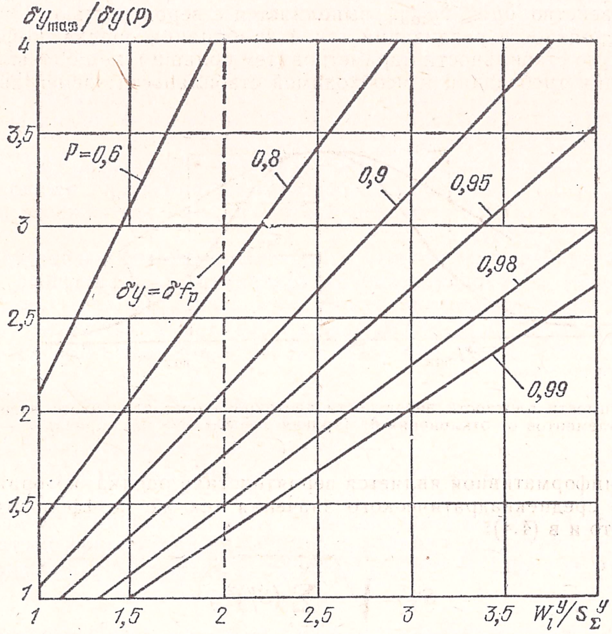


Рис. 4.2. Графики для вероятностной оценки отклонений параметров звеньев

Таким образом, найденная ордината покажет, во сколько раз можно увеличить интервал $\delta l_{\max}$ по сравнению с определенным по формуле (4.4) для наихудшего случая и, следовательно, смягчить требования к стабильности элементов (их допускам или температурным коэффициентам). Типичный выигрыш для практических схем звеньев при $N = 4 \div 6$ и вероятности P не ниже 0,9 составляет 2—2,5 раза. В частности, в распространенных схемах звеньев, у которых частота полюса зависит от четырех элементов RC-подсхемы, отношение $W_l^{f_p}/S_\Sigma^{f_p} = 2$, а выигрыш для $\delta f_p(l)$ определяется точками пересечения перпендикуляра (пунктир на рис. 4.2) с соответствующими кривыми семейства.

Поскольку выигрыш за счет вероятностной оценки минимален при $\delta l_{\max} \ll \sigma_{\text{эл}}$ (т. е. равномерном распределении δl_i внутри интервала), кривые на рис. 4.2 применимы и в тех случаях, когда у разработчика нет данных о значении $\sigma_{\text{эл}}$.

Дополнительный выигрыш при $\delta l_{\max} > \sigma_{\text{эл}}$, когда распределение δl_i приближается к нормальному, можно оценить следующим образом:

если $\delta l_{\max} \geqslant 2\sigma_{\text{эл}}$, ординаты, найденные по графику, умножаются на отношение $\delta l_{\max}/(\sqrt{3}\sigma_{\text{эл}})$ (максимальная погрешность менее 10% при $\delta l_{\max} = 2\sigma_{\text{эл}}$);

если $\delta_{эл} < \delta l_{max} < 2\sigma_{эл}$, ординаты, найденные по графику, умножаются на $2/\sqrt{3}$ (погрешность минимальна при $\delta l_{max} = 1{,}5\ \sigma_{эл}$ и порядка 10% на границах неравенства).

Описанный путь вероятностной оценки применим к каждому отдельно взятому параметру y, зависящему от нескольких ($N \geqslant 3$) элементов звена, отклонения которых случайны и некоррелированы. Если же потребовать, чтобы одновременно и другой параметр, частично или полностью зависящий от тех же элементов звена, с заданной вероятностью не вышел из пределов допустимой нестабильности, решение в общем случае существенно усложнится вследствие корреляционной связи между случайными функциями δy_1 и δy_2, характеризующими нестабильности взятой пары параметров. Однако в двух предельных частных случаях, чаще всего реализующихся в распространенных схемах звеньев, простое решение двумерной вероятностной задачи можно получить, используя график на рис. 4.2:

а) в случае весьма жесткой корреляционной связи (что характерно для пар параметров f_p и f_z, d_p и d_z) пределы $\delta y_1\ (P)$ и $\delta y_2\ (P)$ определяются по графику для каждого параметра в отдельности, но при одном и том же значении P, которое и будет искомой вероятностью сложного события;

б) в случае слабой корреляционной связи (что характерно для пар параметров f_p и d_p, f_z и d_z) вероятность одновременного попадания нестабильностей в пределы $\delta y_1\ (P_1)$ и $\delta y_2\ (P_2)$, определяемая по графику для каждого параметра в отдельности, равна произведению $P_1 P_2$.

Все описанные приемы вероятностной оценки можно распространить и на нецентрированные случайные величины (например, температурные отклонения элементов при определенном знаке температурного коэффициента), если полагать, что центр интервала $\pm\ \delta l_{max}$ совмещается с ненулевым математическим ожиданием случайной функции δy, определяемым через алгебраическую сумму коэффициентов чувствительности:

$$m\{\delta y\} = \sum_{i=1}^{N} S_{l_i}^{y}\ \delta l_{ср},$$

где $\delta l_{ср}$ — среднее значение случайных отклонений элементов l_i.

Вероятностные оценки можно применять на I этапе проектирования (см. подразд. 4.3) с целью снижения чрезмерно жестких требований к элементам звена, однако наиболее эффективны такие оценки при расчете полных нестабильностей спроектированных схем (III этап), в особенности предназначенных для серийного выпуска.

4.3. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЗВЕНЬЕВ ВТОРОГО ПОРЯДКА НА ОУ

С учетом замечаний, сделанных в подразд. 4.2, в типичной процедуре расчета звена второго порядка можно выделить три основных этапа.

4.3.1. I ЭТАП — ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ОЦЕНКИ РЕАЛИЗОВАННЫХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ И РАСЧЕТ ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ СХЕМЫ ЗВЕНА

При полном объеме проектирования, когда отсутствуют априорные данные о путях построения селективного устройства с заданными техническими характеристиками, на этом этапе решаются две взаимосвязанные задачи.

Первая задача — это выбор класса звена и обоснование требований к ОУ (по частотным свойствам) и элементам RC-подсхемы (по температурной нестабильности). Возможность удовлетворения этих важнейших требований в рамках существующей элементной базы является необходимой предпосылкой успешного решения задачи реализации ARC-цепи в виде совокупности каскадно развязанных звеньев.

Сравнительная оценка при выборе между звеньями различных классов базируется на следующих исходных допущениях:

а) максимум температурной нестабильности АЧХ или ФЧХ проектируемой ARC-цепи обусловлен только наиболее добротным звеном, «граничные» частоты которого связаны с f_p соотношением $f_{1,2} \approx f_p\ [1 \pm 1/(2\ Q_{max})]$;

б) температурная нестабильность частоты полюса наиболее добротного звена, обусловленная элементами пассивной RC-подсхемы (l_i), с заданной вероятностью P не превосходит детерминированного отклонения $\delta f_p\,(\Pi)_t$, обусловленного температурной нестабильностью площади усиления ОУ, т. е. $\delta f_p\,(l_i)_t \leqslant \delta f_p(\Pi)_t$;

в) вклад нестабильности добротности δQ в нестабильность АЧХ в наиболее «опасных» точках, соответствующих частотам $f_{1,2}$, характеризуется отношением

$$E = \frac{\delta\,|\dot{T}\,(f_p,\ Q,\ P)|}{\delta\,|\dot{T}\,(f_p,\ P)|},$$

где числитель есть интервал, в который с заданной вероятностью попадет случайная функция $\delta\,|\,\dot{T}\,(f_p,\ Q)|$, а знаменатель — тот же интервал, найденный при $\delta Q = 0$.

Численные значения E для наиболее употребительных модификаций звеньев с различным числом ОУ и емкостей приведены в табл. 4.1. С относительной погрешностью не более $1/2Q_{\max}$ эти значения могут рассматриваться в качестве характерных констант звеньев вследствие весьма слабой зависимости E как от заданной вероятности P, так и от закона распределения случайных отклонений δl_i.

Таблица 4.1

Численные коэффициенты для сравнительной оценки частотных свойств звеньев различных классов

Число ОУ	Число емкостей	Потенциально неустойчивое (высокочувствительное) звено				Потенционально устойчивое (низкочувствительное) звено			
		Вид RC-подсхемы	D	E	D_T	D	E	D_T	Разброс номиналов
1	2 (Т-мост)	Равнономинальная Оптимальная	9 4—4,4	2,3 1,3	15 4,8	$2Q$	≈ 1	$2Q$	$4Q^2$
1	2 (Мост Вина)	Равнономинальная Оптимальная	9 8	2,3 2,3	15 13	Не реализуется при $Q>0,5$			
1	3 (ТТ-мост)	Равнономинальная Оптимальная	4 2,4	1,25 1,25	4,5 2,7	Не реализуется			
2	2	Равнономинальная Оптимальная	4 2,2	1,5 1,2	5 2,4	$4 \div 2Q$	≈ 1	$4 \div 2Q$	$Q \div 4Q^2$
3	2	Не применяется				2	≈ 1	2	—

Примечания: 1. «Равнономинальная» частотно-задающая RC-цепь потенциально неустойчивых звеньев содержит максимально возможное число одинаковых элементов при разбросе номиналов в целом по подсхеме не более чем в 2 раза.

2. В «оптимизированной» RC-подсхеме потенциально неустойчивых звеньев максимальный разброс номиналов ограничен числом 6, так как дальнейшее его увеличение ухудшает технологичность звена без существенного роста $(f_p)_{\max}$ (менее 20% при бесконечно большом разбросе).

3. Данные потенциально устойчивого звена на двух ОУ относятся также к звену второго порядка на гираторе.

4. Погрешности приведенных в таблице численных коэффициентов — порядка $1/2Q$.

В табл. 4.1 приведены также значения одного из основных показателей звена — параметра D, характеризующего влияние RC-подсхемы на чувствительность: $S_{\text{п}}^{f_p} = \frac{1}{2} D \frac{f_p}{\Pi}$. Численные значения D соответствуют максимальному динамическому диапазону и минимуму влияния ОУ на добротность звена.

Оценочная формула, базирующаяся на перечисленных выше предпосылках, налагает ограничение на частотный диапазон ARC-цепи в зависимости от заданной нестабильности АЧХ:

$$\frac{f_p}{\Pi} \leqslant \frac{1}{D_T} \frac{\delta |\dot{T}|_t}{\alpha_{\text{п}} \Delta t} \frac{1}{Q_{\max}}, \tag{4.6}$$

где $\Delta t = t - t_0$ — отклонение температуры от начальной (t_0); $\alpha_{\text{п}}$ — температурный коэффициент площади усиления ОУ, в среднем равный $4 \cdot 10^{-3}$ 1/град$^{-1}$; $\delta |\dot{T}|_t$ — допустимая температурная нестабильность АЧХ при изменении температуры на Δt.

Множитель D_T выражается через константы D и E, причем для полиномиальных звеньев его численные значения также приведены в табл. 4.1.

При оценке частотного диапазона в зависимости от допустимой температурной нестабильности фазы $\Delta\varphi_t$ достаточно подставить это значение в (4.6) вместо $\delta |\dot{T}|_t$, а коэффициент D_T заменить на D_φ.

Ниже приводятся выражения множителей D_T и D_φ для двух предельных случаев: полиномиального звена и фазового звена с жесткой корреляцией частот и затуханий ($\delta f_z = \delta f_p$; $\Delta d_z = \Delta d_p$):

Тип звена	D_T	D_φ	D_φ
Полиномиальное	$\frac{1}{2}(1+E)\,D$	$\frac{1}{2}(1+E)\,D$	$2D$
Фазовое	—	$2D$	$4D$
	При $f = f_{1,2}$ (границы)		При $f = f_p$

Значения множителей D_T и D_φ для Р-звеньев превышают соответствующие числа для полиномиальных звеньев, но это отличие невелико, если $|f_z - f_p| \gtrsim (5 \div 10) \sqrt{f_p f_z} d_p$.

Знак равенства в формуле (4.6) соответствует $f_p = (f_p)_{\max}$, причем такая оценка $(f_p)_{\max}$ имеет ориентировочный характер ввиду неоднозначности допущений, положенных в основу вывода формулы (4.6). Вместе с тем множитель D_T или D_φ, определяемый структурными признаками звена, является устойчивой сравнительной характеристикой частотных свойств звеньев различных классов.

При гибридно-пленочной микроэлектронной реализации, характеризуемой малостью разброса температурных коэффициентов $\Delta\alpha_{R_i}$ по сравнению с α_{R_i}, показатели потенциально неустойчивых звеньев несколько улучшаются, так как значение E приближается к $E_{\min} = 1$.

В рамках допущений, относящихся к формуле (4.6), предварительная оценка требований к температурной стабильности R- и C-элементов полиномиального звена выполняется на основе соотношения

$$\alpha_{l_i} = \alpha_R = \alpha_C \leqslant \frac{2{,}7 \div 1{,}5}{1+E} \frac{\delta |\dot{T}|_t}{2\Delta t} \frac{1}{Q_{\max}}, \tag{4.7}$$

где изменение численного коэффициента в пределах $2{,}7 \div 1{,}5$ соответствует увеличению от 0,9 до 0,99 вероятности попадания в заданный допуск реальной температурной нестабильности АЧХ. При $P = 1$ (оценка для наихудшего случая) этот коэффициент равен единице.

При заданных требованиях к стабильности АЧХ и известных параметрах звена f_p и $Q_{\max}$ неравенство (4.7) с учетом класса звена (через константу E) дает исходные предпосылки для выбора R- и C-элементов с определенными группами температурных коэффициентов резисторов и конденсаторов (ТКС и ТКЕ), а неравенство (4.6) ограничивает минимальную площадь усиления, характеризующую частотные свойства ОУ.

Стандартная площадь усиления большинства современных ОУ составляет 0,5—1 МГц (см. табл. 1.2). Улучшение частотных свойств ($П=3 \div 5$ МГц и выше), как правило, сопровождается ростом потребляемой мощности, и потому нецелесообразно применять высокочастотные ОУ, если оценки по заданным параметрам звена того не требуют. Следует отметить, что в звеньях, схемотехника которых не предусматривает 100%-ной отрицательной обратной связи на высоких частотах, резервом расширения частотного диапазона (без повышения потребляемой мощности) является применение нестандартных корректирующих цепей в ОУ.

Формула (4.7) получена в предположении, что частоту полюса звена определяют четыре элемента RC-подсхемы. В тех звеньях (обычно на двух и трех ОУ), где f_p зависит еще и от соотношения плеч резистивного делителя, требования к стабильности элементов несколько повышаются (в наихудшем случае в 1,5 раза), исключая, однако, микроэлектронную реализацию, где оценка не меняется.

Полезно иметь в виду, что данные табл. 4.1 можно использовать также для сравнительной оценки шумовых показателей звеньев различных классов. При прочих равных условиях шум на выходе звена пропорционален параметру D. Такая оценка однозначна для звеньев на одном ОУ, но дает заниженный результат в случае звеньев на двух и трех ОУ, в которых суммарный шумовой эффект, создаваемый несколькими усилителями, всегда больше, чем следует из упрощенной оценки по значению D.

Если для выбранного ОУ неравенство (4.6) выполняется с большим превышением (на порядок и более), то ограничения, налагаемые частотными свойствами усилителя, несущественны и возможности реализации проектируемой ARC-цепи в первую очередь определяются достижимой стабильностью элементов RC-подсхемы. В этом предельном случае для оценки требований к температурной стабильности R- и C-элементов полиномиального звена вместо (4.7) используется выражение

$$\alpha_{l_i} = \alpha_R = \alpha_C < \frac{2{,}2 \div 1{,}3}{E} \, \frac{\delta |\dot{T}|_t}{2\Delta t} \, \frac{1}{Q_{\max}}, \tag{4.8}$$

где изменение численного коэффициента в пределах 2,2 — 1,3 соответствует тому же интервалу увеличения вероятности ($P = 0{,}9 \div 0{,}99$), что и в (4.7).

Для того чтобы оценить требования к элементам RC-подсхемы в зависимости от допустимой температурной нестабильности фазового сдвига в ARC-цепи, достаточно в (4.7) или (4.8) вместо $\delta|\dot{T}|$ подставить $\Delta\varphi_t$ и умножить правые части на отношение D_T/D_φ (соответствующие выражения для различных вариантов «опасных точек» приведены на с. 158).

Важно подчеркнуть, что из (4.8) при $E = E_{\min} = 1$ следуют требования к элементам RC-подсхемы, определяемые исключительно необходимой стабильностью частоты полюса. Эти требования имеют абсолютный характер в том смысле, что всякие попытки дальнейшего повышения стабильности ARC-цепи за счет перебора схемных модификаций или улучшения параметров ОУ бесполезны, так как минимальная чувствительность частот полюсов к нестабильности элементов частотно-задающей RC-цепи у всех звеньев в принципе одинакова.

В пределах заданного элементного базиса стабилизация частот полюсов может быть достигнута за счет термостатирования либо термокомпенсации (см., например, [15]). Другая возможность состоит в пересмотре решения аппроксимационной задачи с целью снижения требований к стабильности параметров звеньев (в частности, за счет повышения порядка передаточной функции). Невозможность использования либо недостаточность перечисленных мер предопределяет необходимость улучшения элементной базы или пересмотра исходных принципов решения конкретной задачи частотной селекции.

Вторая задача I этапа включает в себя оптимизацию соотношений элементов и расчет идеализированной принципиальной схемы звена выбранного класса, содержащего ОУ с известной площадью усиления.

Ввиду одинаковости основных показателей однотипных звеньев при выборе конкретной схемной модификации звена целесообразно учитывать дополнительные факторы конструктивно-технологического плана (см. пояснения к принципиальным схемам в подразд. 4.5, 4.7).

Доказательство принципиальной реализуемости каскадно развязанной ARC-цепи (первая задача I этапа) базируется на оценке температурной нестабильности — важнейшей, но не единственной составляющей полной нестабильности. Вторая задача должна, по существу, дополнить и уточнить результаты первой, хотя в ряде случаев при мягких требованиях к селективному устройству предварительные оценки по формуле (4.7) или (4.8) могут оказаться вполне достаточными для окончательного выбора типов пассивных элементов и завершения расчетов без оптимизации взаимосвязанных показателей звеньев.

В более сложных задачах проектирования, предполагающих определенную степень приближения к глобально-оптимальному конструкторскому решению, на основе анализа результирующих характеристик ARC-цепи (см. разд. 2) должны быть наложены ограничения прежде всего на допустимые полные нестабильности частот и добротностей полюсов. В такой постановке основное содержание второй задачи I этапа обычно сводится к выделению из соответствующих полных нестабильностей тех составляющих, которые обусловлены температурными отклонениями элементов RC-подсхемы и площади усиления ОУ (см. 4.2) и оптимизации их вкладов в полные нестабильности параметров звена путем варьирования соотношениями номиналов и температурными коэффициентами элементов RC-подсхемы.

Начальный шаг — выделение температурных составляющих—требует предварительной оценки нестабильностей, возникающих за счет старения элементов (см. 4.2.2), что, как правило, вызывает затруднения из-за неопределенности исходных данных. Иногда для ориентировочной предварительной оценки можно использовать явно просматриваемую корреляционную связь между температурными коэффициентами и показателями старения: у значительной части серийных прецизионных элементов изменение номинала за время порядка 5 тыс. часов соответствует отклонению, вызванному перепадом температур в среднем на 20—50° С. Обозначив этот условный интервал температур $\Delta t_{\text{стар}}$, неравенства, ограничивающие допустимую нестабильность параметров полюса, можно представить в виде

$$\left.\begin{aligned}(\delta f_p)_{\text{доп}} &\geqslant (\delta f_p)_t + (\delta f_p)_{\text{стар}} \approx (\delta f_p)_t\left(1+\frac{\Delta t_{\text{стар}}}{\Delta t}\right);\\ (\delta Q)_{\text{доп}} &\geqslant (\delta Q)_t + (\delta Q)_{\text{стар}} \approx (\delta Q)_t\left(1+\frac{1}{2}\,\frac{\Delta t_{\text{стар}}}{\Delta t}\right),\end{aligned}\right\} \tag{4.9}$$

где эмпирический коэффициент 1/2 во втором выражении учитывает вероятную однонаправленность ухода элементов при старении.

В этих формулах не учтены отклонения параметров, обусловленные технологическим разбросом номиналов элементов, что почти однозначно предполагает заключительную подстройку параметров (см. 4.2.2). В противном случае допустимые температурные нестабильности, найденные по формуле (4.9), должны быть уменьшены с учетом ожидаемых допусков на номиналы резисторов и конденсаторов.

Обе допустимые температурные нестабильности параметров состоят из основных и второстепенных (прочих) слагаемых:

$$\left.\begin{aligned}(\delta f_p)_t &= \delta f_p\,(R_i\,C_i)_t + \delta f_p\,(\Pi)_t + \delta f_p\,(t)_{\text{проч}};\\ (\delta Q)_t &= \delta Q\,(R_i\cdot\,C_i)_t + \delta Q\,(t)_{\text{проч}},\end{aligned}\right\} \tag{4.10}$$

где второстепенные составляющие априорно рассматриваются как возможные поправки к основным слагаемым полных нестабильностей. В частности, к прочим отнесена нестабильность $\delta Q\,(\Pi)_t$, которая обычно невелика, и потому ее достаточно уточнить после оптимизации RC-подсхемы по другим показателям.

При сравнительной оценке требований к R- и C-элементам по формуле (4.7) или (4.8) нестабильность добротности учитывалась косвенно (через параметр E). Задавая $(\delta f_p)_t$ и $(\delta Q)_t$ раздельно, можно перейти от формул (4.10) к ограничивающим неравенствам, определяющим требования к температурным коэффициентам элементов в наихудшем случае:

$$\left.\begin{aligned} \alpha_R &\leqslant \frac{(0{,}8 \div 0{,}9)\,[(\delta f_p)_t - \delta f_p\,(\Pi)_t]}{\left(W_R^{f_p} + \dfrac{\alpha_C}{\alpha_R}\,W_C^{f_p}\right)\Delta t}\,;\\ \Delta\alpha_R &\leqslant \frac{(0{,}8 \div 0{,}9)\,\delta Q\,(R_i,\,C_i)_t}{\left(W_R^Q + \dfrac{\Delta\alpha_C}{\Delta\alpha_R}\,W_C^Q\right)\Delta t}\,, \end{aligned}\right\} \qquad (4.11)$$

где коэффициент 0,8—0,9 учитывает 10—20%-ный вклад «прочих» факторов, а отношения α_C/α_R (или $\Delta\alpha_C/\Delta\alpha_R$) при отсутствии априорной информации берутся равными единице и затем корректируются.

Однако при «лобовом» использовании выражений (4.11) возникает существенный момент неопределенности: составляющая $\delta f_p\,(\Pi)_t$ в первом неравенстве, а также коэффициенты чувствительности W_R^Q и W_C^Q во втором зависят от соотношений элементов RC-подсхемы, которые в свою очередь связаны с рядом других параметров звена и являются объектом оптимизации на первом этапе. Поэтому целесообразно задать соотношения элементов исходя из оптимума по одному избранному критерию (чаще всего по частотным и шумовым свойствам), а затем направить избыточный ресурс по этому показателю для улучшения других взаимосвязанных показателей звена. Подобную процедуру, требующую инженерной интуиции, облегчают специальные графики, построенные для конкретных разновидностей звеньев (см. подразд. 4.5, 4,7).

Конструктивные типы резисторов и конденсаторов выбираются по справочным данным с таким расчетом, чтобы удовлетворить обоим неравенствам (4.11). При этом для дискретных элементов разброс температурных коэффициентов $\Delta\alpha$ в среднем составляет (0,4—0,5) α, а у напыленных на одной подложке пленочных резисторов $\Delta\alpha$ меньше α примерно на порядок. Если перед α в справочных данных стоит знак «±», то следует выбирать $\Delta\alpha = \alpha$.

Для наиболее добротного звена результаты, полученные из неравенств (4.11), должны быть того же порядка, что и предварительные оценки, выполненные по формуле (4.7) или (4.8). Требования к α_R и α_C, вытекающие из (4.11), могут быть смягчены при вероятностной оценке температурных отклонений параметров (см. 4.2).

Таким образом, после завершения расчетов I этапа становятся известными все параметры идеализированной схемы звена, определяемые отношениями номиналов элементов пассивной RC-подсхемы, а также основными параметрами Π и μ реального ОУ.

4.3.2. II ЭТАП — РАСЧЕТ НОМИНАЛОВ ПАССИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РЕАЛЬНОГО ЗВЕНА

Этап включает в себя расчет всех резисторов и конденсаторов с учетом ограничений, налагаемых импедансами реального усилителя, дополнительных делителей и т.п., определение допусков на элементы, выбор мест включения и расчет номиналов подстроечных элементов звена.

Соотношения значений элементов, полученные на I этапе, совместно с известной частотой полюса дают возможность, задавшись одним из сопротивлений (или емкостей) RC-цепи, найти номиналы всех ее элементов. Аналогичную операцию для делителей, устанавливающих добротность, масштабный коэффициент, частоту и затухание нуля и т. д., желательно выполнять с учетом ограничений на номиналы, рекомендуемых в пояснениях к принципиальным схемам 4.5 и 4.7. Задавать номиналы лучше в тех ветвях, где не предполагается установка подстроечных элементов, а численные значения брать из стандартного ряда номиналов с классом точности не хуже 5%.

Сверху номиналы резисторов RC-подсхемы ограничиваются влиянием входного сопротивления усилителя, недопустимым уменьшением емкостей RC-цепи до значений, соизмеримых с $C_{\text{вх}}$ ОУ и емкостью монтажа, а также отсутствием в номенклатуре высокоомных прецизионных резисторов для цепей переменного тока. Снизу основное ограничение на номиналы резисторов пассивной RC-подсхемы налагает минимально допустимое сопротивление нагрузки ОУ $(R_{\text{н}})_{\text{доп}}$ (берется из паспортных данных). Для любого ОУ фильтра эквивалентное сопротивление между выходом и землей должно оставаться не меньше $(R_{\text{н}})_{\text{доп}}$, причем с целью снижения нелинейных искажений и потребляемой мощности желательно по возможности недогружать усилители, обеспечивая многократное превышение эквивалентных сопротивлений нагрузки над допустимыми значениями.

Комплексные сопротивления, входящие в эквивалентную нагрузку ОУ, приближенно оцениваются при короткозамкнутых емкостях (т. е. при $f \to \infty$) либо по модулю — на высшей частоте, где разработчика еще интересуют характеристики звена. Аналогично оценивается $Z_{\text{вх}}$ последующего звена фильтра, включаемого в эквивалентную нагрузку ОУ предшествующего звена. Однако, если в последующем звене имеются узлы, в которых напряжения существенно превышают входной сигнал, такая оценка требует осторожности, поскольку эффективные значения $Z_{\text{вх}}$ на некоторых частотах могут быть намного меньше собственного сопротивления пассивной RC-цепи.

При наличии в схеме дополнительных делителей, взаимодействующих с RC-цепью, целесообразно по возможности увеличивать резисторы последней, чтобы обеспечить существенное превышение их номиналов над сопротивлениями дополнительных цепей без перегрузки усилителя.

Если после учета всех перечисленных ограничений остаются возможности варьирования элементами RC-цепи, то в большинстве случаев целесообразен такой выбор, когда резисторы попадают в диапазон 20—500 кОм, а конденсаторы — в диапазон $5 \cdot 10^2 - 5 \cdot 10^3$ пФ.

С учетом сделанных замечаний полный объем расчетов на II этапе в наиболее типичном случае, когда предполагается настройка звена, выполняется в следующей примерной последовательности:

1. По формулам, описывающим звено с идеальными усилителями, используя полученные на I этапе соотношения между элементами, рассчитать с достаточно высокой точностью (не хуже трех-четырех знаков) все номиналы резисторов и конденсаторов.

2. Рассчитать численные значения коэффициентов чувствительности, отражающих влияние неидеальности ОУ (включая конечность площади усиления), наличие в схеме дополнительных делителей и т. п. Затем к каждому основному параметру схемы (y), на который влияют N подобных факторов, найти поправки[1], выражаемые алгебраической суммой:

$$(\delta y)_{\text{попр}} = \sum_{i=1}^{N} h_i S^{y}_{l_i}, \tag{4.12}$$

где $h_i = +1$, если значение l_i в идеальной схеме нулевое, и $h_i = -1$, если l_i в идеальной схеме бесконечно велико (например, площадь усиления, входное сопротивление ОУ и т. п.).

Обязательное условие применимости формулы (4.12) — достаточная малость коэффициентов чувствительности, контролируемая неравенством $(S^{y}_{l_i})^2 \lesssim 0{,}1\,(\delta y)_{\text{доп}}$. Если по какому-либо фактору, отнесенному на I этапе к «прочим», слагаемое в формуле (4.12) получается одного порядка с допустимым отклонением параметра y, необходимо уточнить, какую часть полной нестабильности составит нестабильность, обусловленная этим фактором. Если эта часть окажется существенной, следует рассмотреть возможности ее уменьшения путем коррекции номиналов элементов либо, включив данный фактор в группу основных, пересмотреть оценку нестабильности, выполненную на I этапе.

---

[1] В сумму (4.12) не включаются поправки по тем элементам, которые входят в «составные» сопротивления R_1^* и R_2^*.

Если алгебраическая сумма в (4.12) соизмерима с допустимой нестабильностью параметра y, то номинал одного из элементов l_j следует изменить на величину Δl_j, определяемую по формуле

$$\Delta l_j = l_j \delta l_j = -l_j \frac{(\delta y)_{\text{попр}}}{S^y_{l_j}}, \tag{4.13}$$

чем достигается совпадение математического ожидания параметра с его теоретическим значением. Желательно корректировать тот элемент l_j, который связан с подстроечным элементом данного параметра, и вносить поправку в сумме с погрешностью округления (см. п.5).

3. Наметить места включения построечных элементов, руководствуясь следующими соображениями:

каждый настраиваемый параметр регулируется одним подстроечным элементом (чаще всего микропроволочным потенциометром), включаемым последовательно или параллельно в одну из ветвей RC-подсхемы;

в выбранных ветвях RC-подсхемы желательна по возможности высокая чувствительность для регулируемого параметра и минимальная для всех остальных параметров (или, по крайней мере, для настраиваемых раньше);

при прочих равных условиях подстроечный элемент включается так, чтобы у него была общая точка с землей либо с одним из низкоомных узлов схемы (например, с выходом ОУ).

Рекомендации в остальных пунктах даются для наиболее употребительного случая включения подстроечного потенциометра последовательно с основным резистором ветви.

4. Оценить допуски на разброс номиналов резисторов и конденсаторов (θ_R и θ_C) с учетом тесной их связи с относительным значением сопротивления подстроечного переменного резистора $R_{j\sim}/(R_j)_{\text{расч}}$, регулирующего j-й параметр звена. Реальное сопротивление постоянного резистора в той же ветви берется равным $R_j = (R_j)_{\text{расч}} - 0{,}5R_{j\sim}$, благодаря чему математическое ожидание отклонения регулируемого параметра δy обращается в нуль при среднем положении движка потенциометра.

Так как максимальное изменение сопротивления подстроечного резистора ($\pm\, 0{,}5\, R_{j\sim}$) в самом неблагоприятном случае должно быть достаточным для компенсации начального отклонения параметра y, обусловленного разбросом всех N элементов, влияющих на этот параметр (включая R_j), допуски на элементы и относительное значение сопротивления подстроечного резистора связаны между собой через коэффициенты чувствительности в наихудшем случае:

$$R_{j\sim}/R_j = 2\left(W^y_R\,\theta_R + W^y_C\,\theta_C\right)/S^y_{R_j}. \tag{4.14}$$

Следует подчеркнуть, что результаты расчетов по этой формуле могут существенно зависеть от выбранной последовательности настройки звена: для каждого j-го параметра суммы W^y в (4.14) должны содержать чувствительности только по тем элементам, без знания истинных значений которых невозможно рассчитать значение j-го параметра после завершения точной настройки (j —1)-го. Аналогичное ограничение можно использовать также для уменьшения числа слагаемых в алгебраических суммах формул (4.12), (4.15) и (4.16).

Типичным примером является звено с жесткой корреляцией затуханий полюса и нуля, в котором после установки заданного значения d_z устраняется влияние отклонений параметров элементов, определяющих f_p и d_z, на добротность звена.

Стандартные значения допусков, подставляемые в формулу (4.14), выбираются по справочным данным на резисторы и конденсаторы с таким расчетом, чтобы номинал $R_{j\sim}$ не превысил 20—30% полного сопротивления соответствующей ветви $(R_j)_{\text{расч}}$. Это требование не является жестким, однако следует учитывать, что увеличение доли переменного резистора в полном сопротивлении ветви ограничивается прежде всего его разрешающей способностью $(\Delta R_{j\sim})_{\min}$, которая в случае микропроволочного потенциометра определяется скачком сопротивления на один виток.

Соответствующий скачок регулируемого параметра

$$(\delta y)_{\min} = S^{y}_{R_j} \frac{(\Delta R_{j\sim})_{\min}}{(R_j)_{\text{расч}}}$$

должен быть, по крайней мере, на порядок меньше $(\delta y)_{\text{доп}}$, чем ограничивается максимальное значение $R_{j\sim}$.

Кроме того, переменные резисторы обычно имеют худший температурный коэффициент, чем прецизионные постоянные, что также налагает определенные ограничения на увеличение отношения $R_{j\sim}/(R_j)_{\text{расч}}$. Возникающую по этой причине дополнительную температурную нестабильность можно оценить введением среднего температурного коэффициента составного сопротивления $R_j + R_{j\sim}$:

$$\bar{\alpha}_{R_j} = \frac{\alpha_{R_j}}{1 + R_{j\sim}/R_j} + \frac{\alpha_{R_{j\sim}}}{1 + R_j/R_{j\sim}}.$$

Если разница между $\bar{\alpha}_{R_j}$ и α_{R_j} не превысит 10—15%, дополнительной нестабильностью наверняка можно пренебречь.

Учитывая, что вероятность реализации наибольшего отклонения параметров весьма мала, требования к допускам (или относительной величине сопротивления переменного резистора), вытекающие из (4.14), могут быть снижены за счет вероятностной оценки отклонений (см. подразд. 4.2).

Поскольку на различные параметры звена влияет ряд общих схемных элементов, из различных допусков, определяемых по (4.14), для каждого параметра берутся наиболее жесткие.

5. Все расчетные номиналы элементов (кроме включенных в ветвях с подстроечными резисторами) округлить до стандартных значений с учетом найденных в п.4 допусков, после чего вычислить алгебраические суммы, характеризующие возникшие отклонения параметров:

$$(\delta y)_{\text{окр}} = \sum_{i \neq i} S^{y}_{l_i} (\delta l_i)_{\text{окр}}, \tag{4.15}$$

где $(\delta l_i)_{\text{окр}}$ — относительное приращение номинала при округлении.

Если алгебраическая сумма $(\delta y)_{\text{попр}} + (\delta y)_{\text{окр}}$ окажется соизмеримой с $(\delta y)_{\text{доп}}$, то сопротивление постоянного резистора в каждой j-й ветви, содержащей потенциометр регулировки соответствующего параметра y, изменяется на величину компенсирующего приращения

$$(\delta R_j)_{\text{комп}} = -\frac{1}{S^{y}_{R_j}} \left[(\delta y)_{\text{попр}} + (\delta y)_{\text{окр}} + \sum_{i=1}^{j-1} S^{y}_{R_i} (\delta R_i)_{\text{комп}} \right], \tag{4.16}$$

а затем округляется до ближайшего стандартного номинала.

Последовательность вычислений компенсирующих приращений должна соответствовать рекомендуемому алгоритму настройки, причем расчеты иногда можно упростить, используя замечание к формуле (4.14).

Если после введения компенсирующего приращения существенно изменится соотношение между сопротивлениями постоянного и переменного резисторов, номинал последнего можно также скорректировать.

6. В случае учета старения элементов в формулу (4.14) вместо θ_R и θ_C следует подставить сумму начального допуска и максимального относительного изменения номинала элемента l_i за все время эксплуатации фильтра.

Временной интервал между профилактическими подстройками определяется исходя из запаса стабильности по основным параметрам $(\delta y)_{\text{доп}} - (\delta y)_{\text{полн}}$, реальная величина которого уточняется на третьем этапе.

В менее типичном случае, когда настройка параметров звена не предполагается, пп. 3 — 6 из методики исключаются, а допуск θ_i на каждый из N элементов, влияющих на параметр y, определяется с учетом старения и запаса стабильности:

$$(\delta y)_{\text{доп}}-(\delta y)_t=\sum_{i=1}^{N} S_{l_i}^{y}\,[(\delta l_i)_{\text{стар}}+\theta_i], \qquad (4.17)$$

где $(\delta l_i)_{\text{стар}}$ — изменение номинала i-го элемента за все время эксплуатации фильтра.

Наконец, в случае выполнения крайне упрощенных расчетов (например, для непрецизионных лабораторных макетов) в методике II этапа сохраняются: во-первых, расчет номиналов резисторов и емкостей RC-подсхемы с точностью 1 — 2 % (см. п. 1); во-вторых, оценка допусков по формуле (4.14) с последующим увеличением найденного значения $R_{j\sim}$ в 1,5 — 2 раза (с целью повышения вероятности компенсации неопределенных поправок и погрешностей в процессе настройки). При недостаточности диапазона регулировки либо неудовлетворительной дискретности резисторы R_j или $R_{j\sim}$ заменяются резисторами других номиналов.

4.3.3. III ЭТАП — РАСЧЕТ ПОЛНОЙ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ПАРАМЕТРОВ ЗВЕНА

На этом этапе рассчитываются составляющие полной нестабильности принципиальной схемы с известными типами, номиналами элементов и допусками на них. Все расчеты проводятся по формуле (4.2) или (4.4), причем коэффициенты чувствительности берутся из таблиц, поясняющих принципиальные схемы, и справочных данных, характеризующих воздействие различных дестабилизирующих факторов на схемные элементы.

Учет всех дестабилизирующих факторов (кроме старения элементов) фактически уточняет запас по стабильности каждого параметра, который при наличии в схеме подстроечных элементов определяет интервал между профилактическими настройками, компенсирующими старение, а в случае отсутствия возможности подстройки — допустимый срок эксплуатации фильтра [см. (4.17)]. Если разность между $(\delta y)_{\text{доп}}$ и $(\delta y)_{\text{полн}}$ окажется мала или отрицательна, необходимо выявить, какие факторы, отнесенные вначале к «прочим», обусловили непредвиденный рост нестабильности, и внести коррективы либо в расчеты II этапа (с целью снижения роли этих факторов), либо в оценку на I этапе (с целью их учета в начальном распределении нестабильностей).

Кроме того, на III этапе выполняется расчет нестабильности тех параметров (например, частоты или затухания нуля и т.п.), на которые в исходных данных к проектированию звена не заданы допустимые отклонения. Эти дополнительные нестабильности должны быть учтены в заключительном расчете нестабильности характеристик фильтра в целом, выполняемом после завершения проектирования всех его звеньев.

Не исключается и такая возможность, когда реальная нестабильность «ненормированных» параметров вызывает недопустимые деформации характеристик фильтра. В подобном неблагоприятном случае необходимо наложить ограничения на соответствующие параметры и внести их в исходные данные на проектирование звеньев, которое должно быть снова начато с I этапа.

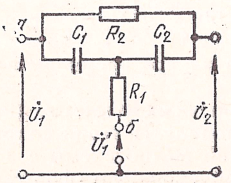
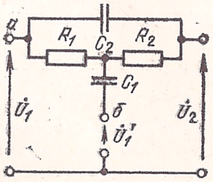
4.4. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ЗВЕНЬЕВ С МОСТОВЫМИ RC-ЦЕПЯМИ НА ОДНОМ ОУ

4.4.1. ПАССИВНЫЕ ЧАСТОТНО-ЗАДАЮЩИЕ RC-ЦЕПИ

У большинства звеньев на одном ОУ, получивших широкое распространение на практике, в петлю частотно-зависимой обратной связи включена одна из двух модификаций четырехэлементных пассивных RC-цепей, принципиальные схемы которых вместе с основными параметрами передаточной функции приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

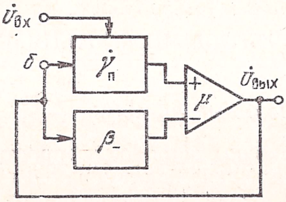
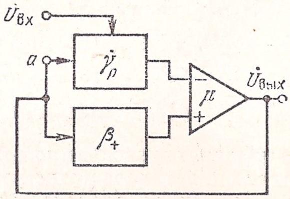
Принципиальные схемы и параметры пассивных RC-цепей

1-я модификация	2-я модификация
 а C_1 R_2 C_2 R_1 $\dot U_1$ $\dot U_2$ б $\dot U_1'$ $k=C_1/C_2$; $m=R_2/R_1$	 а R_1 C_2 R_2 C_1 $\dot U_1$ б $\dot U_2$ $\dot U_1'$ $k=R_2/R_1$; $m=C_1/C_2$

Параметр	Обозначение	Выражение	
Частота настройки RC-цепи	f_{RC}	$1/2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}$	
Коэффициент передачи от входа б (полосового)	$\gamma_п$	$\dot\gamma_п=\dot U_2/\dot U_1'\Big\vert_{\dot U_1=0}=\dfrac{\gamma_{оп}}{1+\mathrm{j}\,q(f/f_{RC}-f_{RC}/f)}$	
Коэффициент передачи от входа а (режекторного)	$\gamma_р$	$\dot\gamma_р=\dot U_2/U_1\Big\vert_{U_1'=0}=1-\dot\gamma_п$	
Коэффициенты передачи на частоте полюса RC-цепи		При $k\neq1$	При $k=1$
	$\gamma_{оп}$	$m/(1+k+m)$	$m/(2+m)$
	$\gamma_{ор}=1-\gamma_{оп}$	$(1+k)/(1+k+m$	$2/(2+m)$
Собственная добротность RC-цепи	q	$\sqrt{km}/(1+k+m)$	$\sqrt{m}/(2+m)$

Таблица 4.3

Модели и параметры звеньев с мостовыми RC-цепями

Модель с частотно-зависимой ПОС	Модель с частотно-зависимой ООС
 $\dot U_{вх}$ б $\dot\gamma_п$ β_- μ + − $\dot U_{вых}$ $\beta_-=\beta$; $\gamma_{оп}=\gamma_0$	 $\dot U_{вх}$ а $\dot\gamma_р$ β_+ μ − + $\dot U_{вых}$ $\beta_+=1-\beta$; $\gamma_{ор}=1-\gamma_0$

Окончание табл. 4.3

Параметры обеих моделей

Параметр	При произвольном μ усилителя	При $\mu \gg Q/(\beta q$
Q	$\dfrac{q(1+\beta\mu)}{1+(\beta-\gamma_0)\mu}$	$\dfrac{q}{1-\gamma_0/\beta}$
$Q_{\text{нач}}$	$q\bigg/\left(1-\dfrac{\mu}{1+\mu}\gamma_0\right)$	$\sqrt{km}/(1+k)$
S_μ^Q	$\dfrac{Q/q-1}{1+\beta\mu}$	$\dfrac{1}{\mu}\,\dfrac{1+k}{k}\,\dfrac{Q\cdot Q_{\text{нач}}}{\beta^2}$

Примечание. Частота полюса $\omega_P=2\pi f_P$ звена с идеальным усилителем совпадает с частотой полюса $\omega_{RC}=2\pi f_{RC}$ пассивной RC-цепи

В зависимости от точки подключения источника входного сигнала эти цепи имеют АЧХ полосового или режекторного типа; выражения передаточных функций обеих модификаций при выбранных обозначениях отношений между номиналами элементов одинаковы.

4.4.2. ОБОБЩЕННЫЕ МОДЕЛИ АКТИВНЫХ ЗВЕНЬЕВ

Активные звенья, построенные на основе RC-цепей табл. 4.2, в зависимости от конструктивных особенностей в литературе по фильтрам называются по-разному (звенья Саллена — Ки, Рауха, Дильяниса и т.п.) и описываются формулами различного вида и сложности. Однако все эти звенья, как и подавляющее большинство других схем на одном ОУ, относятся к классу звеньев с обобщенной мостовой RC-цепью, передаточные функции которых имеют один и тот же вид коэффициентов характеристического полинома, а свойства полюсов их передаточных функций описываются одинаковыми формулами.

Две модели звеньев с мостовой RC-цепью, передаточные функции которых имеют тождественный характеристический полином, показаны в табл. 4.3. В обеих моделях частотно-задающие RC-цепи (см. табл. 4.2) и резистивный делитель с коэффициентом передачи β_+ или $\beta_- = \beta$ образуют мост, в диагональ которого включены входы операционного усилителя. Приводимые в той же таблице выражения добротности, одинаковые для обеих моделей, непосредственно используются в инженерных расчетах. С помощью выражений для Q и S_μ^Q, приведенных в табл. 4.3, можно оценить погрешности упрощенных формул, соответствующих $\mu \to \infty$, которые рекомендуются как расчетные в последующих таблицах.

Звенья с мостовыми RC -цепями в общем случае относятся к потенциально неустойчивым (высокочувствительным) схемам (см. подразд. 4.2). Однако если наложить ограничения на коэффициент передачи частотно-независимой β-цепи ($\beta_- = 1$ или $\beta_+ = 0$), то обе модели табл. 4.3 можно перевести в категорию потенциально устойчивых цепей, которые характеризуются низкой (меньше единицы) элементной чувствительностью добротности [1]. Добротность потенциально устойчивых звеньев при больших μ однозначно определяется соотношением элементов RC-цепи и в настоящем разделе обозначается $Q_{\text{нач}}$. При переходе к соответствующей потенциально неустойчивой схеме (имеющей $\beta_- < 1$ либо $\beta_+ > 0$) степень повышения добротности за счет возрастания удельного веса положительной (регенеративной) обратной связи характеризуется коэффициентом регенерации

---

[1] Схемы, соответствующие частному случаю $\beta_- = 1$, иногда называют звеньями на повторителях напряжения. Вопреки распространенному мнению по всем основным показателям такие схемы никаких преимуществ перед другой модификаций потенциально устойчивых звеньев (с частотно-зависимой ООС) не имеют и даже могут уступать последним по устойчивости на ВЧ. Независимо от способа реализации повторителя напряжения (ОУ с обратной связью, эмиттерный повторитель и т.п.) идеализированные модели обеих модификаций рассчитываются по одинаковым формулам, в которых полагается $\eta = 1$ (см. подразд. 4.5).

$$\eta = Q/Q_{\text{нач}},$$

который играет весьма важную роль в расчете звена. Увеличение коэффициента регенерации неизбежно сопровождается ростом элементной чувствительности добротности, однако одновременно улучшаются другие показатели звена (частотные и шумовые свойства, технологичность). Поэтому оптимизация значения η является существенным моментом проектирования звеньев на одном ОУ.

4.4.3. ЧАСТОТНЫЕ И ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА ЗВЕНЬЕВ

Влияние конечности площади усиления ОУ (см. подразд. 4.3) на параметры полюса передаточной функции одинаково для всех идеализированных схем, построенных на основе моделей табл. 4.3. Соответствующие расчетные формулы приведены в табл. 4,4, где параметры звена, найденные с учетом конечности $П$, обозначены f_p^* и Q^*.

Частотные свойства звена при заданных $П$ и Q^* в известных пределах поддаются оптимизации за счет варьирования соотношениями элементов RC-цепи. Согласно формулам табл. 4.4 минимум влияния площади усиления ОУ на частоту полюса соответствует минимуму параметра D (см. табл. 4.1), который по смыслу является эквивалентным затуханием обобщенной мостовой RC-цепи и связан с другими ее параметрами соотношением $D = 1/(\beta q)$. Этот же параметр D характеризует шумовые свойства звена, поэтому оптимумы по частотным и шумовым свойствам при прочих равных условиях совпадают.

Зависимость уровня выходных шумов от частоты для звена с мостовой RC-цепью (при любом типе его АЧХ) имеет характер резонансной кривой с максимумом на частоте полюса. Отношение действующего шумового напряжения в полосе частот $\Delta f_p = f_p/Q$ к шумовому напряжению, создаваемому в той же полосе

Таблица 4.4

Влияние конечности площади усиления ОУ на частоту и добротность полюса звеньев с мостовыми RC-цепями

Отношение параметров при реальном и идеальном ОУ		Коэффициенты чувствительности к нестабильности	
f_p^*/f_p	$\dfrac{1}{\sqrt{1+D\dfrac{f_p}{П}}}$	$S_{П}^{f_p}$	$\approx \dfrac{1}{2} D \dfrac{f_p}{П}$
Q^*/Q	$\dfrac{1}{1+\dfrac{Q}{q}\left(\dfrac{f_p}{\beta П}\right)^2} \dfrac{f_p}{f_p^*}$	$S_{П}^{Q}$	$S_{П}^{f_p}\left(4Q\dfrac{f_p}{\beta П}-1\right)$

Примечания: 1. Формулы справедливы при выполнении условия

$$\left(\frac{1}{2}\ \frac{f_p}{\beta П}\right)^2 \lesssim 10^{-2}.$$

2. Параметры нуля корректирующих и P-звеньев практически не зависят от нестабильности площади усиления ОУ, т. е. $\delta f_z(П) \approx 0$; $\Delta d_z(П) \approx 0$.

операционным усилителем с единичным усилением и теми же внешними сопротивлениями на входе и выходе, выражается упрощенной формулой

$$U_{\text{ш.зв}}/\sqrt{G_{\text{вх}}\,\Delta f_p} \approx DQ, \tag{4.18}$$

где $(U_{\text{ш}})_{\text{зв}}$ — эквивалентное напряжение выходного шума звена в полосе $\Delta f_p = f_p/Q$; $G_{\text{вх}}$ — суммарная спектральная плотность мощности шума, приведенная ко входу ОУ (полагаемая в полосе Δf_p постоянной).

Фактически (4.18) определяет «плату» за перевод ОУ из режима широкополосного единичного повторителя в режим усилителя селективного звена.

При измерении в более широкой полосе частот Δf, охватывающей Δf_p, это же отношение шумовых напряжений уменьшается в соответствии с формулой

$$\left.\frac{U_{\text{ш.зв}}}{\sqrt{G_{\text{вх}}\,\Delta f}}\right|_{\Delta f \geqslant \Delta f_p} \approx \frac{1}{\beta}\sqrt{1+\frac{\Delta f_p}{\Delta f}\left[\left(\frac{Q}{q}\right)^2-1\right]} \tag{4.19}$$

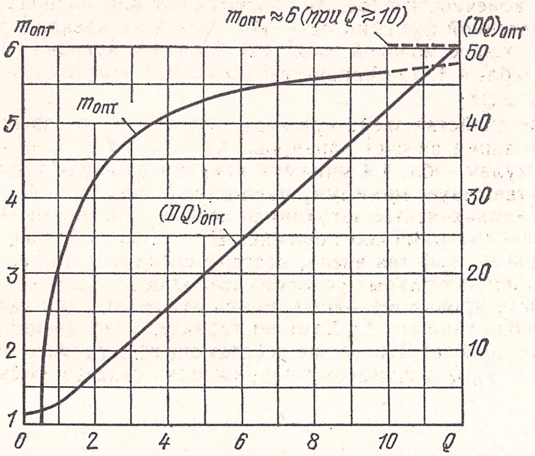


Рис. 4.3. Зависимости оптимальных значений m и произведения DQ от добротности звена

и асимптотически приближается к $1/\beta$ по мере роста Δf, если значение $G_{\text{вх}}$ остается примерно постоянным во всей полосе Δf.

При значительном изменении спектральной плотности шума в пределах рассматриваемой полосы частот формулы (4.18) и (4.19) можно использовать для ориентировочных оценок, если под $G_{\text{вх}}$ понимать усредненное значение спектральной плотности в полосе Δf_p или Δf.

В процессе инженерных расчетов, связанных с оптимизацией частотных и шумовых свойств звеньев, удобно использовать графики зависимостей оптимального значения параметра RC-цепи m (см. табл. 4.2) и соответствующего оптимального значения произведения DQ от реализуемой добротности (рис. 4.3). Графики построены для симметричной RC-цепи, поскольку отклонение k от технологически наиболее удобного значения, равного единице, не дает существенного положительного эффекта: при $0{,}1 \leqslant k \leqslant 10$ улучшение $(DQ)_{\text{опт}}$ на графике рис. 4.3 не превышает 10%.

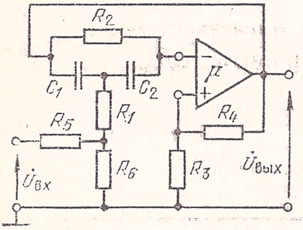
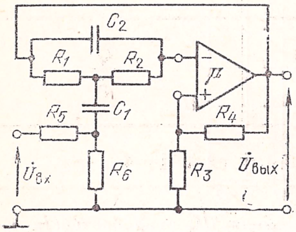
4.5. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ, ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И НАСТРОЙКИ ЗВЕНЬЕВ НА ОДНОМ ОУ

4.5.1. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И РАСЧЕТНЫЕ ФОРМУЛЫ

В табл. 4.5 — 4.7 приведены принципиальные схемы звеньев с мостовой RC-цепью на одном ОУ. Их главное отличие заключается в типе АЧХ (см. подразд. 2.2): полосовая (схемы 1 и 2 табл. 4.5), ВЧ и НЧ (схемы 3 и 4 табл. 4.5), ре-

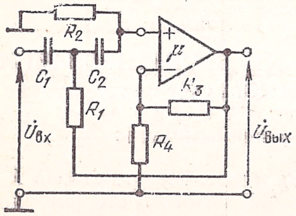
Таблица 4.8

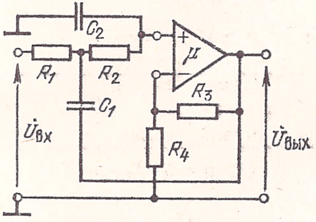
Звенья полиномиальных фильтров на основе четырехэлементных *RC*-цепей

Тип и принципиальная схема звена	Обозначения и рекомендации
Схема 1. Полосовое звено на основе 1-й модификации Т-моста  R_2 C_1 C_2 μ − + R_1 R_5 R_4 R_6 R_3 $\dot U_{вх}$ $\dot U_{вых}$	$C_1/C_2=k=1;\ R_2/R_1^*=m;\ \beta=R_4/(R_3+R_4);$ $R_1^*=R_1+R_{\text{п}};$ $R_{\text{п}}=(R_5 \parallel R_6)\lesssim 2R_1\,(10Q)^{-1};$ $R_{\text{г}}\lesssim R_5;\ M=\dot U_{\text{вых}}/\dot U_{\text{вх}}\big\rvert_{f=f_p}.$ В потенциально устойчивой схеме: $R_4=\infty;\quad \beta=1;\ \eta=Q/Q_{\text{нач}}=1$
Схема 2. Полосовое звено на основе 2-й модификации Т-моста  C_2 R_1 R_2 μ − + R_5 C_1 R_4 R_6 R_3 $\dot U_{вх}$ $\dot U_{вых}$	$R_2/R_1=k=1;\ C_1/C_2=m;$ $\beta=R_4/(R_3+R_4);$ $R_{\text{п}}=(R_5 \parallel R_6)=\dfrac{R_1}{Q\sqrt{m}}\cdot 10^{-1};$ $R_{\text{г}}\le R_5;\ M=\dot U_{\text{вых}}/\dot U_{\text{вх}}\big\rvert_{f=f_p}$ В потенциально устойчивой схеме: $R_4=\infty;\ \beta=1;\ \eta=Q/Q_{\text{нач}}=1$

Формулы, связанные с числителем функции передачи П-звеньев

M	$T\,(f_p)$	R_5/R_6	δM
$\dfrac{R_6}{R_5+R_6}\,T\,(f_p)$	$\dfrac{Q}{q}-1$	$\dfrac{1}{M}\,T\,(f_p)-1$	$\delta Q+\dfrac{R_{\text{п}}}{R_6}\,(\delta R_6-\delta R_5)$

Схема 3. Звено ВЧ с частотно-зависимой ПОС  R_2 + − μ C_1 C_2 R_1 R_3 R_4 $\dot U_{вх}$ $\dot U_{вых}$	$R_2/R_1=m;\ C_1/C_2=k;$ $\beta=R_4/(R_3+R_4);\ R_{\text{г}}\lesssim 2R_1\,(10Q)^{-1};$ $M=\dot U_{\text{вых}}/\dot U_{\text{вх}}\big\rvert_{f\to\infty}=T\,(\infty).$ В потенциально устойчивой схеме: $R_3=0;\ \beta=1;\ \eta=Q/Q_{\text{нач}}=1$

Тип и принципиальная схема звена	Обозначения и рекомендации
Схема 4. Звено НЧ с частотно-зависимой ПОС  C_2 R_1 R_2 C_1 μ + − R_3 R_4 $\dot U_{вх}$ $\dot U_{вых}$	$R_2/R_1=k=1$; $C_1/C_2=m$; $\beta=R_4/(R_3+R_4)$; $R_г \lesssim 2R_1\,(10Q)^{-1}$; $M=\dot U_{вых}/\dot U_{вх}\big\|_{f\to 0}=T\,(0)$. В потенциальной устойчивой схеме: $R_3=0$; $\beta=1$; $\eta=Q/Q_{нач}=1$

Формулы, связанные с числителем функцией передачи звеньев ВЧ и НЧ

M	δM	$\|\dot T\|_{f=f_p}$
$\frac{1}{\beta}=1+\frac{2}{m}\left(1-\frac{1}{\eta}\right)$	$(1-\beta)\,(\delta R_3-\delta R_4)$	$\frac{Q}{\beta}$

Расчетные формулы для идеализированных схем 1—4

$f_p=f_{RC}$	η	q	$d_p=1/Q$	R_3/R_4
$\frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$	$\frac{2Q}{\sqrt{m}}$	$\frac{\sqrt{m}}{2+m}$	$\frac{1}{q}-\frac{\sqrt{m}}{\beta}$	$\frac{2}{m}\left(1-\frac{1}{\eta}\right)$

Поэлементные чувствительности в идеализированных схемах 1—4

$S^{f_p}_{C_1,C_2}$	$S^{f_p}_{R_1,R_2}$	$W^{f_p}_{R_i,C_i}$	S^Q_k	S^Q_m	$S^Q_{R_3}$	$-S^Q_{R_4}$	$W^Q_{R_i,C_i}$
$-\frac{1}{2}$	$\left\|\boxed{-\frac{1}{2}}\right\|$	2	$-\frac{1}{2}(\eta-1)$	$\eta-\frac{1}{2}$	$\left\|\boxed{\eta-1}\right\|$		$5\eta-4$

Смысл чувствительностей Q по k и m в схемах 1 и 3, 2 и 4

Схемы 1 и 3	$S^Q_k=S^Q_{C_1}=-S^Q_{C_2}$	$S^Q_m=-S^Q_{R_1}=S^Q_{R_2}$	$W^Q_{R_1-R_4}=4\eta-2$

Окончание табл. 4.5

Схемы 2 и 4	$S_k^Q = -S_{R_1}^Q = S_{R_2}^Q$	$S_m^Q = S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q$	$W_{R_1-R_4}^Q = 3\eta - 2$

Дополнительные сведения для расчета реальных звеньев 1—4

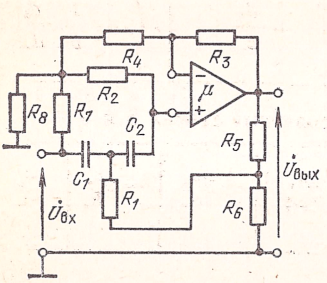
Факторы неидеальности	Ссылки
Конечность площади усиления ОУ	Табл. 4.4, рис. 4.3, 4.4
Конечность коэффициента усиления ОУ	Табл. 4.3
Влияние $R_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$, $r_{\text{вых}}$ ОУ	Табл. 4.8, 4.9
Неидеальность делителя в схемах 1, 2	Табл. 4.10
Влияние сопротивлений $R_{\text{г}}$ или $R_{\text{г. э}}$	Табл. 4.11
Шум на выходе звена	Формулы (4.18), (4.19), рис. 4.4

Примечания: 1. Сопротивление источника входного сигнала $R_{\text{г}}$ в схемах 1 и 2 включается в R_5 при расчете всех параметров, кроме масштабного коэффициента.

2. Известное полосовое звено с подачей сигнала в общую точку емкостей 1-й модификации Т-моста является частным случаем схемы 1 при $R_1 = 0$ и полностью рассчитывается по формулам к схеме 1, в которых достаточно положить $\overset{*}{R_1} = (R_5 \parallel R_6)$.

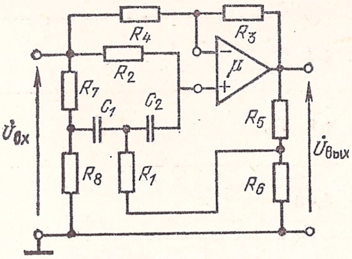
Таблица 4.6

Звенья фильтров и корректоров на основе 1-й модификации Т-моста

Схема 5. Р-звено ВЧ или корректирующее звено	Обозначения и рекомендации
 R_4 R_3 R_2 μ $-$ $+$ R_8 R_7 C_2 R_5 $\dot{U}_{\text{вых}}$ C_1 R_1 R_6 $\dot{U}_{\text{вх}}$	$C_1/C_2 = k = 1;\ R_2/R_1{}^* = m;\ \beta = R_4/(R_4 + R_3).$ $R_1{}^* = R_1 + R_{\text{п}};\ R_{\text{п}} = (R_5 \parallel R_6) \leqslant R_1 \cdot 10^1;$ $(R_7 \parallel R_8) \lesssim 2\,(R_2 \parallel R_4)\,(10Q)^{-1};$ $(R_{\text{г}} \parallel R_8) \leqslant \frac{1}{20}\left(1 + \frac{m}{2}\right)(R_1 \parallel R_3).$ $\eta = 2Q/\sqrt{m};\quad b = \frac{f_z}{f_p} < 1;\ \varkappa = R_8/(R_7 + R_8)$

Формулы, связанные с числителем функции передачи Р-звена ВЧ

$T(0) \approx \varkappa$ при $R_7 + R_г \ll R_4$	$b = \left(1 + \frac{1}{\beta}\,\frac{R_7}{R_8}\right)^{-1/2}$	$\frac{R_7}{R_8} = \frac{m}{2+m}\left(\frac{1}{b^2} - 1\right)$
$T(\infty) \approx \varkappa / b^2$ при $R_г \ll R_1$; $R_7 \ll R_4$		

Схема 6. Р-звено НЧ	Обозначения и рекомендации
	$C_1/C_2 = k = 1$; $R_2/R_1{}^* = m$; $\beta = R_1/(R_3 + R_4)$; $R_1{}^* = R_1 + R_п$; $R_п = (R_5 \parallel R_6) \lesssim R_1\, 10^{-1}$; $(R_7 \parallel R_8) \lesssim R_2 (10Q\sqrt{m})^{-1}$; $(R_г \parallel R_8) \lesssim \frac{1}{20}\left(1 + \frac{m}{2}\right)(R_1 \parallel R_3)$; $\eta = 2Q/\sqrt{m}$; $b = \frac{f_z}{f_p} > 1$; $\varkappa = R_8/(R_7 + R_8)$

Формулы, связанные с числителем функции передачи Р-звена НЧ

$T(0) \approx 1$ при R_7, $R_г \ll R_4$	$b = \left[1 - \frac{1}{\beta}(1 - \varkappa)\right]^{-1/2}$	$R_7/R_8 = \frac{(b^2 - 1)}{\left(\frac{2}{m}\,b^2 + 1\right)}$
$T(\infty) \approx 1/b^2$, $R_7 \ll R_1$, $R_г \ll R_4$		

Расчетные формулы для идеализированных схем 5 и 6

$f_p = f_{RC}$	q	d_z	R_3/R_4	$d_p = 1/Q$	R_5/R_6
$\frac{\sqrt{m}}{2\pi R_2 C_2}$	$\frac{\sqrt{m}}{2+m}$	$\left(\frac{1}{q} - \frac{\sqrt{m}}{\beta}\right)b$	$\frac{2}{m} - \frac{1}{\sqrt{m}}\,\frac{d_z}{b}$	$\frac{\sqrt{m}}{\beta}\,\frac{R_5}{R_5 + R_6} +$ $+ \frac{d_z}{b}$	$\frac{q}{Q - q} \times$ $\times\left(1 - \frac{1}{b}\,\frac{d_z}{d_p}\right)$

Поэлементные чувствительности в идеализированных схемах 5 и 6

$S^{f_p}_{C_1, C_2}$	$S^{f_p}_{R_1^*, R_2}$	$\overline{S}^{d_z}_{l_i}$	$S^{d_z}_{C_1}$	$-S^{d_z}_{C_2}$	$S^{d_z}_{R_1^*}$	$-S^{d_z}_{R_2}$	$-S^{d_z}_{R_3}$	$S^{d_z}_{R_4}$

Окончание табл. 4.6

$-\frac{1}{2}$	$\boxed{-\frac{1}{2}}$	$d_z S^{d_z}_{l_i}$	$\frac{1}{\sqrt{m}}\frac{b}{d_z}-\frac{1}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{m}}\frac{b}{d_z}-\frac{1}{2}$	$\boxed{\frac{2}{\sqrt{m}}\frac{b}{d_z}-1}$

$W^{d_z}_{R_1^*-R_4,C_i}$	$S^b_{R_3}$	$-S^b_{R_4}$	$S^b_{R_7}$	$-S^b_{R_8}$	$-S^Q_{C_1}$	$S^Q_{C_2}$	$-S^Q_{R_1^*}$	S^Q_{R}[illegible]
$\frac{10}{\sqrt{m}}\frac{b}{d_z}-4$	$\frac{1}{2}(1-\beta)(b^2-1)$		$\boxed{\frac{1}{2}(b^2-1)}$		$\frac{1}{2}(\eta-1)$		$\eta-\frac{1}{2}$	

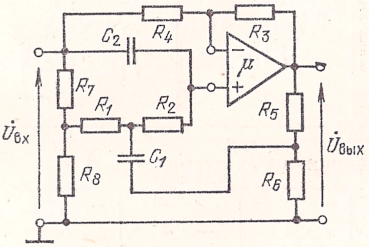
$S^Q_{R_3}$	$-S^Q_{R_4}$	$S^Q_{R_5}$	$S^Q_{R_6}$	$W^Q_{R_1^*-R_6,C_i}$
$\eta-1+\beta\left(1-\frac{d_z}{d_p}\right)$		-1	$\boxed{+1}$	$5\eta-2+\begin{cases}2\beta & \text{(в Р-звеньях)}\\ 4\beta & \text{(в Ф-звеньях)}\end{cases}$

Дополнительные сведения для расчета реальных звеньев 5 и 6

Факторы неидеальности	Ссылки
Конечность площади усиления ОУ	Табл. 4.4, рис. 4.3, 4.4
Конечность коэффициента усиления ОУ	Табл. 4.3
Влияние $R_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$, $r_{\text{вых}}$ ОУ	Табл. 4.8, 4.9
Неидеальность делителей звена	Табл. 4.10
Влияние сопротивления $R_{\text{г}}$	Табл. 4.11
Шум на выходе звена	Формулы (4.18), (4.19), рис. 4.4

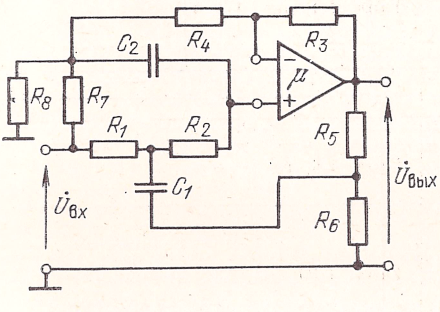
Таблица 4.7

Звенья фильтров и корректоров на основе 2-й модификации Т-моста

Схема 7. Р-звено ВЧ или корректирующее звено	Обозначения и рекомендации
 C_2 R_4 R_3 μ R_7 R_1 R_2 R_5 $\dot U_{вх}$ $\dot U_{вых}$ C_1 R_8 R_6	$R_2/R_1=k=1;\ C_1/C_2=m;\ \beta=R_4/(R_3+R_4);$ $(R_5 \parallel R_6) \lesssim R_1\left(10Q\sqrt{m}\right)^{-1};$ $(R_7 \parallel R_8) \lesssim 2R_1\ (10Q)^{-1};$ $(R_г \parallel R_8) \lesssim \frac{1}{20}\left(1+\frac{2}{m}\right)(R_1 \parallel R_4);$ $\eta=2Q/\sqrt{m};\ b=f_z/f_p<1;$ $\varkappa=R_8/(R_7+R_8)$

Формулы, связанные с числителем функции передачи Р-звена ВЧ

$T(0) \approx b^2$ при $R_г \ll R_4$	$b=\sqrt{1-\frac{1}{\beta}\ (1-\varkappa)}$	$\frac{R_7}{R_8}=\frac{1-b^2}{2/m+b^2}$
$T(\infty) \approx 1;\ R_7 \ll R_1;\ R_г \ll (R_2 \parallel R_4)$		

Схема 8. Р-звено НЧ	Обозначения и рекомендации
 C_2 R_4 R_3 μ R_8 R_7 R_1 R_2 R_5 C_1 $\dot U_{вых}$ $\dot U_{вх}$ R_6	$R_2/R_1=k=1;\ C_1/C_2=m;$ $\beta=R_4/(R_3+R_4);$ $(R_5 \parallel R_6) \lesssim R_1\left(10Q\sqrt{m}\right)^{-1};$ $10Q\,(R_7 \parallel R_8) \lesssim 2R_4, R_2\sqrt{m};$ $(R_г \parallel R_8) \lesssim \frac{1}{20}\left(1+\frac{2}{m}\right)(R_1 \parallel R_4);$ $\eta=2Q/\sqrt{m};\ b=f_z/f_p>1;$ $\varkappa=R_8/(R_7+R_8)$

Формулы, связанные с числителем функции передачи Р-звена НЧ

$T(0) \approx \varkappa b^2$ при $R_7,\ R_г \ll R_4$	$b=\sqrt{1+\frac{1}{\beta}\ \frac{R_7}{R_8}}$	$\frac{R_7}{R_8}=\frac{b^2-1}{1+2/m}$
$T(\infty) \approx \varkappa$ при $R_7+R_г \ll (R_4 \parallel R_2)$		

Расчетные формулы для идеализированных схем 7 и 8

$f_p = f_{RC}$	q	d_z	R_3/R_4	$d_p = 1/Q$	R_5/R_6
$\frac{\sqrt{m}}{2\pi R_1 C_1}$	$\frac{\sqrt{m}}{2+m}$	$\left(\frac{1}{q} - \frac{\sqrt{m}}{\beta}\right)\frac{1}{b}$	$\frac{2}{m} - \frac{b}{\sqrt{m}} \times$ $\times d_z$	$\frac{\sqrt{m}}{\beta}\,\frac{R_5}{R_5+R_6} +$ $+ b d_z$	$\frac{Q}{Q-q} \times$ $\times\left(1 - b\,\frac{d_z}{d_p}\right)$

Поэлементные чувствительности в идеализированных схемах 7 и 8

$S^{f_p}_{C_1, C_2}$	$S^{f_p}_{R_1, R_2}$	$-S^{d_z}_{C_1}$	$S^{d_z}_{C_2}$	$-S^{d_z}_{R_1}$	$S^{d_z}_{R_2}$	$-S^{d_z}_{R_3}$	$S^{d_z}_{R_4}$
$-\frac{1}{2}$	$\boxed{-\frac{1}{2}}$	$\frac{2}{\sqrt{m}}\,\frac{1}{bd_z} - \frac{1}{2}$		$\frac{1}{\sqrt{m}}\,\frac{1}{bd_z} - \frac{1}{2}$		$\boxed{\frac{2}{\sqrt{m}}\,\frac{1}{bd_z} - 1}$	

$W^{d_z}_{R_1-R_4, C_i}$	$S^b_{R_3}$	$-S^b_{R_4}$	$-S^b_{R_7}$	$S^b_{R_8}$	$S^Q_{C_1}$	$-S^Q_{C_2}$	$S^Q_{R_1}$	$-S^Q_{R_2}$
$\frac{10}{\sqrt{m}} \times$ $\times \frac{1}{bd_z} - 4$	$\frac{1}{2}(1-\beta) \times$ $\times\left(\frac{1}{b^2} - 1\right)$		$\boxed{\frac{1}{2}\left(\frac{1}{b^2} - 1\right)}$		$\eta - \frac{1}{2}$		$\frac{1}{2}(\eta - 1)$	

$S^Q_{R_3}$	$-S^Q_{R_4}$	$S^Q_{R_5}$	$S^Q_{R_6}$	$W^Q_{R_1-R_6, C_i}$
$\eta - 1 + \beta\left(1 - \frac{d_z}{d_p}\right)$		-1	$\boxed{+1}$	$5\eta - 2 + \begin{cases} 2\beta \text{ (в Р-звеньях)} \\ 4\beta \text{ (в Ф-звеньях)} \end{cases}$

Дополнительные сведения для расчета реальных звеньев 7 и 8

Факторы неидеальности	Ссылки
Конечность площади усиления ОУ	Табл. 4.4, рис. 4.3, 4.4

Окончание табл. 4.7

Факторы неидеальности	Ссылки
Конечность коэффициента усиления ОУ	Табл. 4.3
Влияние $R_{\text{вх}}$, $C_{\text{вх}}$, $r_{\text{вых}}$ ОУ	Табл. 4.8, 4.9
Неидеальность делителей звена	Табл. 4.10
Влияние сопротивления $R_{\text{г}}$	Табл. 4.11
Шум на выходе звена	Формулы (4.18), (4.19), рис. 4.4

жекторная (схемы 5—8 в табл. 4.6 и 4.7) [1]. Звенья с последним типом АЧХ в литературе часто называют также звеньями с нулями передачи, а при обязательном условии $f_z \neq f_p$ — дробными. Как схемотехнические аналоги Р-звеньев могут рассматриваться звенья фазовых ($f_z = f_p$ и $d_z = -d_p$) и амплитудных ($f_z = f_p$ и $d_z \neq d_p$) корректоров.

Конструктивно звенья отличаются по виду частотно-задающей RC-цепи (1-я и 2-я модификации Т-моста в табл. 4.2) и характеру частотно-зависимой обратной связи (положительная либо отрицательная).

Некоторые звенья из числа помещенных в таблицах имеют одинаковый тип АЧХ: две схемы полосовых звеньев (см. табл. 4.5), по две пары Р-звеньев с характеристиками НЧ и ВЧ (см. табл. 4.6 и 4.7). Поскольку основные параметры рассматриваемых звеньев практически одинаковы, выбор определяется прежде всего конструктивной предпочтительностью одной из двух модификаций пассивной RC-цепи. Например, какую пару элементов RC-цепи удобнее взять равнономинальной и обеспечить по ним более низкую (у потенциально устойчивых схем — нулевую) чувствительность добротности; номиналы какой пары элементов легче разнести по технологическим соображениям; с какой из модификаций RC-цепи звено будет менее чувствительно к нестабильностям дополнительных делителей, входного и выходного импедансов ОУ и т. п. Иногда предпочтительность той или иной модификации RC-цепи зависит от возможностей максимизации номинала меньшей из емкостей (у звеньев, работающих на высоких частотах) либо, наоборот, минимизации номиналов большей емкости или большего сопротивления (на очень низких частотах).

В качестве корректирующих звеньев в табл. 4.6 и 4.7. указаны две модификации Р-звеньев ВЧ. Делитель R_7, R_8 в корректирующих звеньях предназначен только для устранения паразитного сдвига частот f_z и f_p, возникающего за счет конечности площади усиления операционного усилителя. Такой делитель, понижающий частоту нуля f_z по отношению к f_p, компенсирует суммарное воздействие этих факторов (обычно в процессе настройки). При расчете идеализированной схемы корректирующего звена, где паразитный сдвиг частот отсутствует, делитель исключается ($R_7 = 0$, $R_8 = \infty$).

В основных табл. 4.5—4.7 приведены формулы для расчета идеализированных схем звеньев, а также ссылки на дополнительные табл. 4.8—4.11, графики и формулы, по которым через соответствующие коэффициенты чувствительности определяются поправки, обусловленные неидеальностью делителей, источника сигнала и активного элемента схемы (ОУ). Малость всех поправок такого рода позволяет считать реальную схему «практически идеальной» и не корректировать

---

[1] Схемы 5—8 защищены а. с. 540350 (СССР).

Таблица 4.8

Коэффициенты чувствительности параметров полюса звеньев к нестабильности эквивалентных входных сопротивлений и емкостей ОУ

№ таблицы	№ схемы	$S^{f_p}_{R_{\text{вх}}}$	$S^{f_p}_{C_{\text{вх}}}$	$S^{Q}_{R_{\text{вх}}}$	$S^{Q}_{C_{\text{вх}}}$	Условие применимости
4.5	1	$\frac{R_1}{R_{\text{вх}}}$	$\frac{2}{m}\,\frac{C_{\text{вх}}}{C_1}$	$-2\eta\,\frac{R_1}{R_{\text{вх}}}$	$\eta\,\frac{C_{\text{вх}}}{C_1}$	$R_3 \ll 2R_1$
4.5	2	$\frac{2}{m}\,\frac{R_2}{R_{\text{вх}}}$	$\frac{C_{\text{вх}}}{C_1}$	$-\eta\,\frac{R_1}{R_{\text{вх}}}$	$2\eta\,\frac{C_{\text{вх}}}{C_1}$	$R_3 \ll R_1$
4.5 4.6	3 5, 6	$-\frac{1}{2}\,\frac{R_2}{R_{\text{вх}}}$	$-\frac{C_{\text{вх}}}{C_1}$	$\eta\,\frac{R_2}{R_{\text{вх}}}$	$-\frac{m}{2}\,\eta\,\frac{C_{\text{вх}}}{C_1}$	$R_3 \ll R_2$
4.5 4.7	4 7, 8	$-\frac{R_1}{R_{\text{вх}}}$	$-\frac{1}{2}\,\frac{C_{\text{вх}}}{C_2}$	$\frac{m}{2}\,\eta\,\frac{R_1}{R_{\text{вх}}}$	$-\eta\,\frac{C_{\text{вх}}}{C_2}$	$R_3 \ll mR_1$

Эквивалентное входное сопротивление ОУ с биполярным транзистором во входном каскаде

4,5	1—2	$\frac{1}{R_{\text{вх}}} = \frac{1}{2r_{\text{сф}}} - \frac{1}{r_{\text{вх}}} - \frac{1}{\beta\mu}$ (для частотно-зависимой ООС)
4.5—4.7	3—8	$\frac{1}{R_{\text{вх}}} = \frac{1}{2r_{\text{сф}}} + \frac{1}{r_{\text{вх}}} - \frac{1}{(1-\beta)\,\mu}$ (для частотно-зависимой ПОС)

Примечания: 1. Для схем, в которых вместо R_1 и R_2 вводятся R_1^* и R_2^* аналогичная замена делается в формулах таблицы.

2. Значение $r_{\text{вх}}$ указывается в паспортных данных ОУ как его входное дифференциальное сопротивление, а $2r_{\text{сф}}$ практически совпадает с сопротивлением коллекторного перехода входного транзистора и в зависимости от типа ОУ колеблется в пределах 10—50 МОм.

3. Входной импеданс ОУ с полевым транзистором на входе можно полагать чисто емкостным и определять $C_{\text{вх}}$ по паспортным данным (или экспериментально).

4. При невыполнении сильных неравенств графы «Условие применимости» абсолютные значения чувствительностей уменьшаются, однако возможны дополнительные искажения формы АЧХ звена; формулы табл. 4.8 справедливы при η 1 с погрешностью порядка $1/\eta$.

5. Отклонения параметров нуля корректирующих и Р-звеньев можно рассчитать через приведенные в таблице коэффициенты чувствительности, используя соотношения

$$\delta f_z\,(R_{\text{вх}},\,C_{\text{вх}}) \approx \delta f_p\,(R_{\text{вх}},\,C_{\text{вх}}),\quad \Delta d_z\,(R_{\text{вх}},\,C_{\text{вх}}) \approx \frac{(b)^{\pm 1}}{Q}\,\delta Q\,(R_{\text{вх}},\,C_{\text{вх}}),$$

где знак «плюс» относится к схемам табл. 4.6, «минус» — табл. 4.7.

Таблица 4.9

Коэффициенты чувствительности параметров звена к нестабильности выходного сопротивления ОУ

Тип *RC*-цепи	№ таблицы	№ схемы	$S^{f_p}_{r_{вых}}$	$S^{Q}_{r_{вых}}$
1-я модификация	4.5, 4.6	1, 3, 5, 6	$\frac{1}{2}\,\frac{1}{\beta\mu}\,\frac{r_{вых}}{R_1}$	$S^{Q}_{\mu}\left(\frac{2}{2+m}+\frac{R_1}{R_3+R_4}\right)\frac{r_{вых}}{R_1}$
2-я модификация	4.5, 4.7	2, 4, 7, 8	$-\frac{1}{\beta\mu}\,\frac{r_{вых}}{R_1}$	$-S^{Q}_{\mu}\left(\frac{2}{2+m}+\frac{R_1}{R_3+R_4}\right)\frac{r_{вых}}{R_1}$

Примечание. Расчетная формула для S^{Q}_{μ} приведена в табл. 4.3.

Таблица 4.10

Выражения коэффициентов чувствительности для расчета поправок на неидеальность делителей звеньев

$$R_{п}=R_i\,\|\,R_{i+1};\quad S^{y}_{R_{i,i+1}}=\frac{R_{п}}{R_{i,i+1}}\,S^{y}_{R_{п}}\left(\text{при }\ \frac{R_i}{R_{i+1}}=\text{const}\right)$$

R_i	R_{i+1}	№ таблицы	№ схемы	$S^{f_p}_{R_{п}}$	$S^{Q}_{R_{п}}$	$S^{b}_{R_{п}}$	$\bar{S}^{d_z}_{R_{п}}=d_z\,S^{d_z}_{R_{п}}$
R_5	R_6	4.6	5, 6	$-\frac{1}{2}\,\frac{R_{п}}{R_1^*}$	$-\left(\eta-\frac{1}{2}\right)\times$ $\times\,\frac{R_{п}}{R_1^*}$	0	$\frac{2b}{\sqrt{m}}\,\frac{R_{п}}{R_1^*}$
		4.7	7, 8	$-\frac{1}{2}\,\frac{R_{п}}{R_1\|R_2}$	$-\left(\frac{1}{2}m\eta-1\right)\times$ $\times\,\frac{R_{п}}{R_1}$	0	$b\sqrt{m}\,\frac{R_{п}}{R_1}$
		4.5	1	См. выражения для схем 5, 6		—	—
			2	См. выражения для схем 7, 8		—	—

$$R_{\text{п}}=R_i \parallel R_i{}^{+}{}_{1};\quad S^{y}_{\mathrm{R}_{i,i+1}}=\frac{R_{\text{п}}}{R_{i,i+1}}\,S^{y}_{\mathrm{R}_{\text{п}}}\left(\frac{R_i}{R_{i+1}}=\text{const}\right)$$

R_i	R_{i+1}	№ таблицы	№ схемы	$S^{fp}_{R_{\text{п}}}$	$S^{Q}_{R_{\text{п}}}$	$S^{b}_{R_{\text{п}}}$	$\overline{S}^{d_z}_{R_{\text{п}}}=d_z\,S^{d_z}_{R_{\text{п}}}$
R_7	R_8	4.6	5	$-\frac{1}{2}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_2 \parallel R_4}$	$-\left[2\beta\left(1-\frac{d_z}{d_p}\right)+\right.$ $\left.+1\right]\,S^{fp}_{R_{\text{п}}}$	$\frac{1-b^2}{2+m}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_2 \parallel R_4}$	$-\frac{1}{2}\,d_z\,b^2\times$ $\times\,\frac{R_7}{R_2 \parallel R_4}$
		4.6	6	$\frac{1}{2}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_2}$	$-\frac{\eta}{2}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_1}-S^{fp}_{R_{\text{п}}}$	$\frac{1}{2}\,(b^2-1)\times$ $\times\,\frac{R_{\text{п}}}{R_2}$	$\frac{b}{\sqrt{m}}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_1}$
		4.7	7	$-\frac{1}{2}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_1}$	$\frac{1}{2}\,(\eta-1)\,\frac{R_{\text{п}}}{R_1}$	0	$-\frac{1}{b\sqrt{m}}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_1}$
		4.7	8	$\frac{1}{2}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_4}$	$-\frac{\eta}{2}\,\frac{R_{\text{п}}}{R_2}+$ $+(1-2\beta)\,S^{fp}_{R_{\text{п}}}$	$\frac{1}{2+m}\times$ $\times\left(1-\frac{1}{b^2}\right)\times$ $\times\,\frac{R_{\text{п}}}{R_4}$	$\frac{1}{b\sqrt{m}}\,\frac{R_7}{R_2}$

Таблица 4.11

Коэффициенты чувствительности параметров полюса звеньев к нестабильности сопротивления источника входного сигнала

№ таблицы	№ схемы	$S^{fp}_{R_{\text{г}}}$	$S^{Q}_{R_{\text{г}}}$
4.5	1	$-\frac{1}{2}\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}\right)^2\frac{R_{\text{г}}}{R_1^*}$	$-\left(\eta-\frac{1}{2}\right)^2\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}\right)^2\frac{R_{\text{г}}}{R_1^*}$
4.6	2	$-\frac{1}{2}\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}\right)^2\frac{R_{\text{г}}}{R_1 \parallel R_2}$	$-\left(\frac{1}{2}\,m\eta-1\right)\left(\frac{R_6}{R_5+R_6}\right)^2\frac{R_{\text{г}}}{R_1}$

Окончание табл. 4.11

№ таблицы	№ схемы	$S_{R_\text{г}}^{f_p}$	$S_{R_\text{г}}^{Q}$
4.5	3	$-\frac{1}{2}\,\frac{R_\text{г}}{R_2}$	$-\frac{\eta}{2}\,\frac{R_\text{г}}{R_1}-S_{R_\text{г}}^{f_p}$
4.5	4	$-\frac{1}{2}\,\frac{R_\text{г}}{R_1}$	$\frac{1}{2}\,(\eta-1)\,\frac{R_\text{г}}{R_1}$
4.6	5, 6	$-\frac{q}{2}\,\frac{d_p-d_z}{(1+R_\text{г}/R_8)^2}\,\frac{R_\text{г}}{R_1}$	$-(1-\beta)\,\frac{1-Q\,d_z}{(1+R_\text{г}/R_8)^2}\,\frac{R_\text{г}}{R_1\|R_3}$
4.7	7, 8	$-\frac{q}{2}\,\frac{d_p-d_z}{(1+R_\text{г}/R_8)^2}\,\frac{R_\text{г}}{R_1\|R_2}$	$-\beta\,\frac{1-Q\,d_z}{(1+R_\text{г}/R_8)^2}\,\frac{R_\text{г}}{R_1\|R_4}$

Примечания: 1. Для источников сигнала сложной структуры (делителя, усилительного каскада и т. п.) в формулы таблицы вместо $R_\text{г}$ подставляется $R_\text{гэ}$ — внутреннее сопротивление эквивалентного генератора, подключенного к входному зажиму звена.

2. Формулы для Р-звеньев (схемы 5—8) имеют оценочный характер и определяют максимальнос значение соответствующего коэффициента чувствительности при значениях $R_\text{г}$, превышающих R_7

результаты расчетов, выполненных по формулам табл. 4.5—4.7. Понятие «практически идеальное звено», зависящее от уровня заданных требований, предполагает выполнение двух условий:

все коэффициенты чувствительности, характеризующие влияние факторов неидеальности, должны быть, как минимум, первого порядка малости по сравнению с единицей;

для любого рассчитываемого параметра звена алгебраическая сумма коэффициентов чувствительности по элементам вспомогательных делителей и сопротивлению $R_\text{г}$, а также сумма модулей коэффициентов чувствительности, характеризующих неидеальность ОУ, должна быть примерно на порядок меньше допустимой нестабильности соответствующего параметра, оговоренной техническим заданием на проектирование.

В ходе проектирования звенья могут считаться практически идеальными по отношению ко всем факторам, кроме одного-двух важнейших, которые учитываются при расчете. В частности, это касается такого важного фактора, как конечность площади усиления ОУ, участвующего в оценках реализационных возможностей звеньев на I этапе, когда все остальные факторы неидеальности не учитываются.

Дополнительные указания к табл. 4.5—4.7:

коэффициенты чувствительности, отсутствующие в таблицах, для идеализированных схем равны нулю:

коэффициенты чувствительности $W_{R_i,\ C_i}^{f_p}$ во всех приведенных схемах одинаковы и равны двум;

если в графе «Обозначения и рекомендации» введено «составное» сопротивление R_1^*, то во всех расчетных формулах, относящихся к этой схеме, значение R_1 заменяется на R_1^*;

рамкой обведены значения коэффициентов чувствительности по тем элементам, которые рекомендуется использовать при настройке соответствующего параметра (порядок их следования в таблице соответствует последовательности настройки фильтровых звеньев);

при расчете нестабильности затухания нуля в Р-звеньях находится абсолютное отклонение от $d_z = 0$ путем перехода к полуотносительной чувствительности согласно (4.3);

ограничительные неравенства, приведенные в графе «Обозначения и рекомендации», используются на II этапе расчета.

4.5.2. ГРАФИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ ПАРАМЕТРОВ НА I ЭТАПЕ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Такая оценка выполняется в рамках второй задачи I этапа проектирования (см. подразд. 4.3) после того, как доказана принципиальная возможность реализации звена на одном ОУ с определенными частотными свойствами. Исходными данными являются ограничения на допустимые нестабильности частоты и добротности полюса звена, заданные раздельно либо по суммарному критерию, связанному с влиянием на АЧХ (см. подразд. 2.5 и 4.3).

График на рис. 4.4 относится ко всем звеньям, построенным на основе обобщенной мостовой RC-цепи и приведенным в табл. 4.5 — 4.7. График, как и все расчетные формулы в этих таблицах, относятся к симметричной RC-цепи ($k = 1$) и связывают отношение номиналов второй пары элементов (m), от которого сильно зависят свойства звена, с его важнейшими параметрами.

Кривые в первом квадранте рис. 4. соответствуют определенным условно нормализованным значениям $\delta f_p(\Pi)$, $\alpha_п$, Δt, указанным в таблице на рис. 4.4. Отличие реальных данных проектируемого звена от нормализованных учитывается отклонением нормирующего множителя N_f от единицы.

Наиболее типичный путь использования информации, заложенной в графиках на рис. 4.3 и 4.4, описывается ниже.

По заданному значению добротности из графика на рис. 4.3 находится $m_{опт}$, которому соответствует минимально возможная степень влияния выбранного усилителя на температурную нестабильность частоты полюса. На графике минимальная нестабильность $\delta f_p(\Pi)_t$ характеризуется абсциссой пересечения прямой $m = m_{опт}$ с пунктирной кривой в правом квадранте рис. 4.4, которая является геометрическим местом экстремальных точек всех кривых семейства (по направлению оси абсцисс). При известных f_p и Π по абсциссе точки пересечения вычисляются нормирующий множитель N_f, а из его выражения, приведенного под рис. 4, 4, определяется δf_p (Π).

В левом квадранте рис. 4.4 пересечение прямой $m = m_{опт}$ с кривой заданной добротности определяет на оси абсцисс коэффициент регенерации η. После подстановки найденного η в выражения коэффициентов чувствительности, приводимые в таблицах с принципиальными схемами, можно по формулам (4.11) оценить требования к температурной стабильности элементов RC-подсхемы в наихудшем случае.

Если схема звена и тип ОУ выбраны на основе предварительных оценок реализационных возможностей (см. первую задачу I этапа в подразд. 4.3), то весьма маловероятна ситуация, когда найденная нестабильность δf_p (Π) окажется недопустимо большой (что потребует замены ОУ на более высокочастотный) либо к стабильности элементов RC-подсхемы будут предъявлены нереальные требования.

Вместе с тем гораздо более вероятна ситуация, когда «вклад» ОУ в нестабильность $(\delta f_p)_t$ незначителен (например, менее 10—15%), а замена усилителя на худший по частотным свойствам нецелесообразна по конструктивно-технологическим соображениям. Возникающий в этом случае избыточный ресурс усилителя может быть использован для оптимизации частных показателей звена по одному из двух направлений:

а) перемещение точки пересечения по верхней ветви кривой заданной добротности и, следовательно, увеличение m (т. е. разброса номиналов элементов RC-цепи) вплоть до превращения звена в потенциально устойчивое ($\eta = 1$, $Q = Q_{нач}$), что в конечном счете позволяет минимизировать нестабильность δQ $(R_i, C_i)_t$ либо снизить требования к температурной стабильности элементов RC-подсхемы;

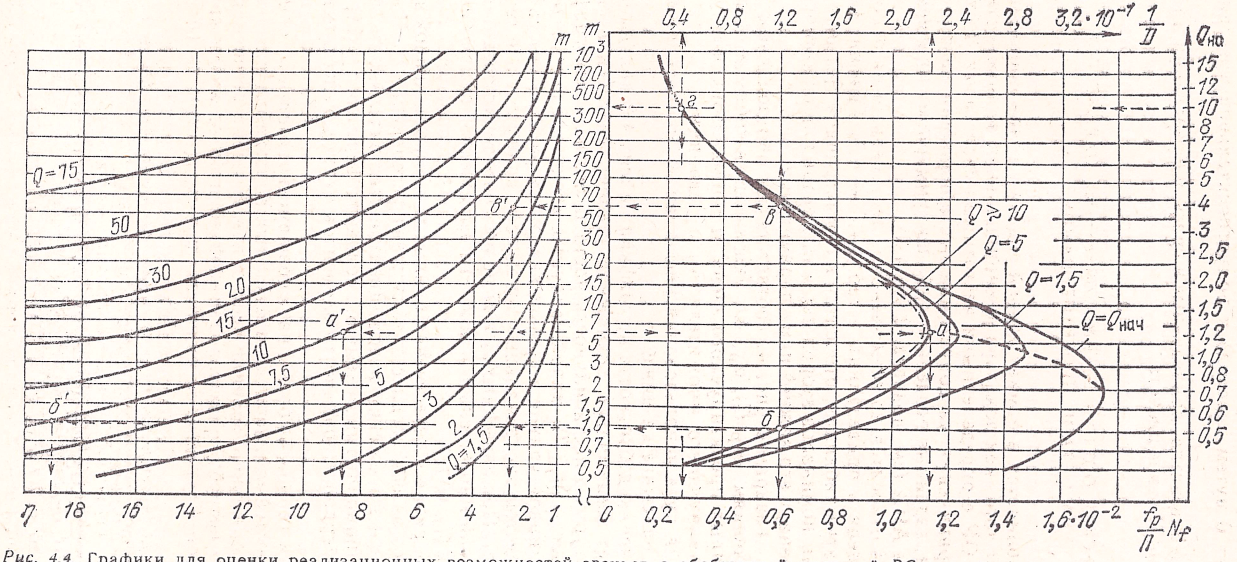


Рис. 4.4. Графики для оценки реализационных возможностей звеньев с обобщенной мостовой *RC*-цепью:

Напряжение шума на выходе звена в узкой полосе частот: $U_{\text{ш.зв}}\big|_{\Delta f = f_p/Q} = D\sqrt{G_{\text{вх}}(f_p)\,f_p\,Q}$.

Нормирующий множитель: $N_g = \dfrac{1}{\delta f_p\,(\Pi)_t\,[\%]}\,\dfrac{\Delta t\,[°\mathrm{C}]}{100}\,\dfrac{\alpha_\Pi\,[\text{град}]^{-1}}{4\cdot10^{-3}}$.

Нормализованные значения: $\Delta t = (t - t_0) = 100$ °C; $\delta f_p = \Delta f_p/f_p = 1\%$.

б) перемещение точки пересечения по нижней ветви кривой заданной добротности вплоть до перехода к популярной равноминальной схеме ($k = 1$, $m = 1$), обладающей более высокой технологичностью, достигаемой, однако, за счет существенного роста коэффициента регенерации.

Используя любой из указанных путей, необходимо учитывать, что помимо отмеченного роста влияния частотных параметров ОУ всякое отклонение m от $m_{\text{опт}}$ ухудшает также динамический диапазон вследствие повышения уровня шумов на выходе звена (см. формулу под рис. 4.4 и характер изменения параметра D, отсчитываемого по верхней оси правого квадранта). Эти неизбежные негативные последствия в сочетании с резким ростом разброса номиналов элементов (первый путь) либо с увеличением элементной чувствительности добротности (второй путь) являются «платой» за оптимизацию одного из взаимосвязанных показателей звена. Подобная плата наиболее высока у потенциально устойчивых звеньев на одном ОУ, хотя достигаемая в них экстремально низкая чувствительность добротности часто оказывается избыточной (см. оценки реализационных возможностей в подразд. 4.2).

Описанная методика иллюстрирована на рис. 4.4 примером оценки взаимосвязанных параметров конкретного звена, у которого задано $Q = 10$, а все остальные исходные данные соответствуют расчетному примеру, рассматриваемому ниже (см. подразд. 4.6).

Согласно графику рис. 4.3 при $Q = 10$ $m_{\text{опт}} \approx 6$, и тогда в правом квадранте рис. 4.4. точка пересечения a с кривой заданной добротности имеет абсциссу $Nf_p/П = 1{,}17 \cdot 10^{-2}$, что с учетом других численных данных, приведенных в подразд. 4.6, дает минимальное значение $\delta f_p\,(П) \approx 0{,}2\%$ в интервале температур $\Delta t = 30°C$. Коэффициент регенерации $\eta = 8{,}7$ находится как абсцисса точки пересечения a' в левом квадранте графика, после чего, рассчитав коэффициенты чувствительности (см. табл. 4.6), можно определить уровень нестабильности $\delta Q\,(R_i,\ C_i)_t$.

Переход к равноминальной схеме, имеющей $m = 1$ (точка $б$ с абсциссой $0{,}6 \cdot 10^{-2}$), примерно в 2 раза увеличивает нестабильность f_p, обусловленную усилителем и во столько же раз уровень шумов в узкой полосе, поскольку значение $1/D$, отсчитываемое по верхней оси правого квадранта, меняется от $2{,}3 \cdot 10^{-1}$ до $1{,}2 \cdot 10^{-1}$. Одновременно коэффициент регенерации, характеризуемый абсциссой точки $б'$ в левом квадранте, увеличивается до $\eta = 19$, что означает более чем двукратное возрастание $\delta Q\,(R_i,\ C_i)_t$, если не меняются температурные коэффициенты элементов RC-подсхемы.

Точно такое же, как в предыдущем случае, ухудшение частотных и шумовых свойств звена, но при перемещении по верхней ветви кривой (точка b) позволяет снизить коэффициент регенерации в 7 раз по сравнению с равноминальной схемой (точка b' с абсциссой $\eta = 2{,}7$) за счет роста разброса номиналов резисторов RC-цепи до значения $m = R_2/R_1 \approx 60$.

Р-звено на одном ОУ не реализуется в потенциально устойчивом варианте, а в полиномиальном звене с аналогичными параметрами полюса экстремально низкая чувствительность добротности достигается за счет почти пятикратного ухудшения частотных и шумовых свойств при разбросе номиналов элементов RC-цепи $m = 400$ (точка $г$ с абсциссой $0{,}25 \cdot 10^{-2}$ в правом квадранте).

Конечным результатом оценки взаимосвязанных параметров звена является выбор значения m, однозначно определяющего коэффициент регенерации η, а также конкретных типов ОУ, резисторов и конденсаторов, характеризуемых указанными в справочных данных значениями $\alpha_{\text{п}}$, α_R $(\Delta\alpha_R)$, α_C $(\Delta\alpha_C)$.

Используя эти данные, на следующем шаге целесообразно уточнить суммарные температурные нестабильности f_p и Q, раскрыв основные члены в формуле (4.10) для наихудшего случая

$$(\alpha_R + \alpha_C + S_{\text{л}}^{f_p}\,\alpha_{\text{п}})\,\Delta t \leqslant (0{,}8 \div 0{,}9)\,(\delta f_p)_t;$$

$$\left(W_R^Q\,\Delta\alpha_R + W_C^Q\,\Delta\alpha_C + S_{\text{п}}^Q\,\alpha_{\text{п}}\right)\Delta t \leqslant (0{,}8 \div 0{,}9)\,(\delta Q)_t,$$

где все слагаемые берутся по модулю, а коэффициенты чувствительности $S_{\text{п}}^{f_p}$ и $S_{\text{п}}^Q$ определяются по формулам табл. 4.4, причем численное значение D находится как $1/\beta q$ либо графически (см. рис. 4.4).

Множитель 0,8 — 0,9 в приведенных выражениях создает запас на дополнительную нестабильность, обусловленную «прочими» факторами, причем третье слагаемое по втором выражении учитывает влияние нестабильности $\delta\Pi(t)$ на Q. Если эта составляющая, априорно полагавшаяся малой, окажется существенной, можно скорректировать оценку взаимосвязанных параметров либо использовать более стабильные элементы.

Требования к стабильности элементов RC-подсхемы, вытекающие из расчетов для наихудшего случая, могут быть смягчены за счет вероятностных оценок, которые выполняются по графику рис. 4.2 и вспомогательному графику рис. 4.5, построенному специально для рассматриваемых звеньев на одном ОУ. По кривым на рис. 4.5 удобно находить для различных типов звеньев отношение W_i^y/S_Σ^y (т. е. абсциссу графика на рис. 4.2) в зависимости от η, однозначно определяющего коэффициенты чувствительности добротности до шести элементам RC-подсхемы, которые наиболее сильно влияют на Q.

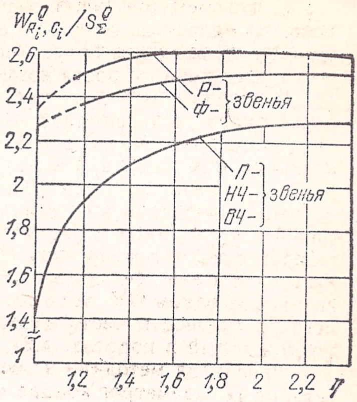


Рис. 4.5. Зависимость превышения чувствительности в наихудшем случае над среднеквадратическим значением S_Σ^Q от коэффициента регенерации для различных типов звеньев

Шум на выходе звена в узкой полосе частот $\Delta f_p = f_p/Q$ удобно оценивать по формуле (4.18), представленной в преобразованном виде на рис. 4.4. (соответствующие значения D отсчитываются на верхней оси правого квадранта). Если в звене принято $m = m_{\text{опт}}$, то минимальное значение произведения, характеризующее оптимум по частотным и шумовым свойствам при заданном Q, удобно определить по графику рис. 4.3 и подставить его в (4.18). Напряжение шума в более широкой полосе можно оценить по формуле (4.19) с учетом замечания о частотной зависимости спектральной плотности $G_{\text{вх}}$.

4.5.3. ОСОБЕННОСТИ II ЭТАПА ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Последовательность расчетов на II и III этапах проектирования полностью соответствует методике, изложенной в 4.3. Особенности II этапа при проектировании звеньев на одном ОУ связаны с использованием ограничивающих неравенств в графе «Обозначения и рекомендации» табл 4.5—4.7. Знак $\leq$ во всех случаях показывает, что уменьшение величины в левой части неравенства снижает роль факторов неидеальности, обусловленных конечностью сопротивлений дополнительных делителей (в том числе входного, влияющего через $R_{\text{гэ}}$), и тем самым приближает схему к практически идеальной. В случае примерного равенства левой и правой частей поправки на конечность сопротивлений делителей, вычисляемые по формулам табл. 4.10 или 4.11 по абсолютному значению не превышают $0{,}1/Q$ для частоты полюса и 0,1 для добротности. Ориентировочно каждая из поправок такой величины вызовет отклонение результирующей АЧХ ARC-цепи около 10%. Как правило, столь заметное отклонение от характеристик идеализированной схемы должно учитываться при проектировании звена (особенно в отсутствие в нем подстроечных элементов).

Следует отметить, что рост поправок на неидеальность регулируемых делителей затрудняет настройку схемы вследствие замедления сходимости итерационных циклов, однако в широких пределах не оказывает влияния на нестабильность параметров звена, если резисторы делителей имеют стабильность такого же порядка, как элементы частотно-задающей RC-цепи.

Выполнение ограничительных рекомендаций как сильных неравенств (с превышением на порядок и более) позволяет в большинстве случаев в ходе инженерных расчетов пренебрегать соответствующими факторами неидеальности.

4.5.4. ОСОБЕННОСТИ НАСТРОЙКИ ФИЛЬТРОВЫХ ЗВЕНЬЕВ

Общие рекомендации по выбору мест включения и расчету номиналов подстроечных элементов даны в 4.3. В структуре всех рассматриваемых звеньев на одном ОУ заложены возможности построения неитерационного алгоритма настройки идеализированной схемы, который реализуется вполне строго, если все параметры, настраиваемые раньше j-го, имеют нулевую чувствительность к j-му подстроечному элементу.

Рекомендуемая в табл. 4.5—4.7 последовательность настройки обусловлена требованиями обеспечения быстрой сходимости фактически итерационного процесса настройки реальных звеньев. С этой же целью в рекомендациях к принципиальным схемам звеньев наложены достаточно сильные ограничения на номиналы резисторов дополнительных делителей.

Типичный процесс настройки звеньев характеризуется рядом общих черт, не зависящих от конкретной схемной модификации.

В полиномиальных звеньях в первую очередь устанавливается частота полюса. Далее делителем R_3R_4 устанавливается значение добротности Q (практически без влияния на f_p). Контроль можно вести как амплитудным, так и фазовым методами, однако последний предпочтительнее благодаря более высокой точности и отсутствию необходимости возвращаться к измерению зависящего от Q коэффициента передачи на частоте f_p. При контроле следует иметь в виду, что у полосовых звеньев фазовый сдвиг на частоте полюса равен нулю (или π), а у звеньев ВЧ и НЧ $\pm 90°$.

В потенциально устойчивых модификациях тех же звеньев, где делитель R_3 R_4 отсутствует, регулировка Q невозможна без столь же сильного изменения f_p. Поэтому, учитывая низкую чувствительность таких звеньев, целесообразно вообще отказаться от регулировки добротности (задав соответствующий начальный допуск на элементы, определеляющие m), а частоту полюса настраивать одним из элементов последовательных плеч RC-цепи, по которым $S^Q_{l_i} = 0$.

В полосовых звеньях (см. табл. 45) при регулировке масштабного коэффициента меняются f_p и Q (т. е. процесс итерационный), однако, это влияние тем слабее, чем меньше отношение $(R_5 \parallel R_6)/R_1$.

В Р-звеньях (см. табл. 4.6, 4.7) неитерационный алгоритм настройки идеализированной схемы имеет следующий вид: первый шаг — настройка f_p (одним из элементов RC-цепи); второй шаг — установка $d_z = 0$ на произвольной частоте (делителем R_3 R_4); третий шаг — настройка f_z (делителем R_7 R_8); четвертый шаг — регулировка Q (делителем R_5 R_6).

Контроль f_p на первом шаге, вызывающий наибольшие затруднения, можно вести по нулевому фазовому сдвигу, если подать входной сигнал в точку разрыва цепи между резистором R_6 и общей шиной (при $R_г \ll R_6$) либо через резистор $R_{доб} \gg R_5$ в среднюю точку делителя R_5 R_6 (погрешность измерения в обоих случаях определяется конечностью $r_{вых}$ ОУ). Существуют и другие возможности упрощения измерений при настройке, связанные с переключениями в звене.

При любом алгоритме настройки звена, добившись с хорошей точностью $d_z = 0$, можно воспользоваться фазовым методом для более точного измерения частоты полюса (на которой $\varphi_p = +90°$) и установки значения добротности по отклонению фазового сдвига на $\pm 45°$ от φ_p.

Практически при настройке Р-звеньев на одном ОУ трудно избежать итераций, однако сам процесс тем проще, чем меньше сопротивление делителей по сравнению с номиналами разисторов RC-цепи.

4.5.5. ОСОБЕННОСТИ НАСТРОЙКИ ЗВЕНЬЕВ ФАЗОВЫХ КОРРЕКТОРОВ

Настройка Ф-звеньев (см. табл. 4.6 и 4.7) существенно осложняется трудностью прямого контроля конечного затухания нуля $d_z = -d_p$. Однако если ввести в процедуру настройки простейшие вычисления, то для идеализированной схемы можно построить неитерационный алгоритм, один из вариантов которого приводится ниже:

1. Поставив движки потенциометров регулировки d_z и d_p в средние положения, одним из способов, рекомендованных в 4.5. 4, установить необходимое значение f_p.

2. Включив генератор на вход звена, регулировкой R_7 или R_8 добиться совпадения f_z с f_p, что соответствует обращению в нуль фазового сдвига на частоте полюса.

3. Регулируя глубину нуля (резистором R_3 или R_4), добиться максимально плоской АЧХ в полосе пропускания, что соответствует

$$T(f_p) = T(f_1) = T(f_2) = T_\infty,$$

где частоты f_1 и f_2 выбираются по обе стороны от f_p, например из соотношения $f_{1,2} = f_p\,[1 \pm 1/(2Q)]$.

4. Используя такое же подключение генератора, как при установке f_p (см. 4.5.4), измерить затухание (добротность) звена $(d_p)_{изм} = 1/Q_{изм}$ амплитудным или фазовым методом.

5. Регулировкой R_3 или R_4 установить на частоте f_p коэффициент передачи, рассчитанный по формуле

$$T'(f_p) = \frac{T_\infty}{2Q/Q_{изм} - 1},$$

где Q — заданное значение добротности, а T_∞ и $Q_{изм}$ — величины, найденные в пп. 3 и 4.

6. Амплитудным либо фазовым методом установить заданную добротность звена (регулировкой резистора R_5 или R_6) при таком же подключении генератора, как в пп. 1 и 4.

Теоретически после выполнения операции п. 6 АЧХ снова должна стать плоской, однако при существенном влиянии факторов неидеальности может потребоваться повторный цикл настройки — полный (начиная с п.1), либо частичный (начиная с п. 3).

4.6. ПРИМЕР РАСЧЕТА ЗВЕНА НА ОДНОМ ОУ

4.6.1. ИСХОДНЫЕ ДАННЫЕ ДЛЯ РАСЧЕТА Р-ЗВЕНА НЧ

1. Основные параметры АЧХ:
   полюса: $f_p = 7{,}4$ кГц и $(\delta f_p)_{доп} \leqslant 1\%$; $Q = 6{,}3$ и $(\delta Q)_{доп} \leqslant 8\%$;
   нуля: $b = f_z/f_p = 1{,}13$ и $(\delta b)_{доп} \leqslant 0{,}4\%$; $d_z = 0$ и $(\delta d_z)_{доп} \leqslant 0{,}02$.
2. Электрические параметры:
   максимальный выходной сигнал — не менее 2 В действ;
   динамический диапазон — не менее 70 дБ (при отношении $U_{вых\,min}/U_{вых.ш} = 3$ в полосе частот от $0{,}5f_p$ до $2f_p$).
3. Эксплуатационные данные:
   температурный диапазон от +10 до +50°C ($t_0 = 20°$ C);
   потребляемая мощность — не более 40 мВт;
   подстройка допускается не чаще 1 раза в полугодие;
   каскадное включение однотипных звеньев должно быть допустимо без развязывающих устройств.

4.6.2. I ЭТАП РАСЧЕТА

1. Выбираем принципиальную схему. Ограничения по потребляемой мощности и умеренные требования к стабильности характеристик определяют целесообразность реализации звена на одном ОУ. В табл. 4.6 и 4.7 приведены две модификации Р-звеньев НЧ.

Поскольку в Р-звеньях на одном ОУ желательны большие сопротивления в RC-цепи, то, учитывая, что значение f_p относительно велико, сравним эти модификации с точки зрения максимизации меньшей емкости, взяв ее произведение на большее сопротивление:

$R_2 C_{1,2} = \sqrt{m}/(2\pi f_p)$ (см. табл. 4.6); $R_{1,2} C_2 = 1/(2\pi f_p \sqrt{m})$ (см. табл. 4.7).

Так как оптимальное значение $m > 1$ (см. подразд. 4.5), выбираем схему 6 из табл. 4.6, допускающую включение большей емкости при одинаковом наибольшем R.

2. Выбираем операционный усилитель. Из-за ограничений на потребляемую мощность исключаются ОУ высокочастотной группы (140 УД1 и др.).

По потребляемой мощности требованиям технического задания (ТЗ) удовлетворяет 140УД6 при допустимом для него пониженном напряжении питания ± (6,3÷9) В, так как мощность в режиме покоя будет не более 30 мВт, а ее увеличение при максимальном входном сигнале наверняка не привысит 10 мВт.

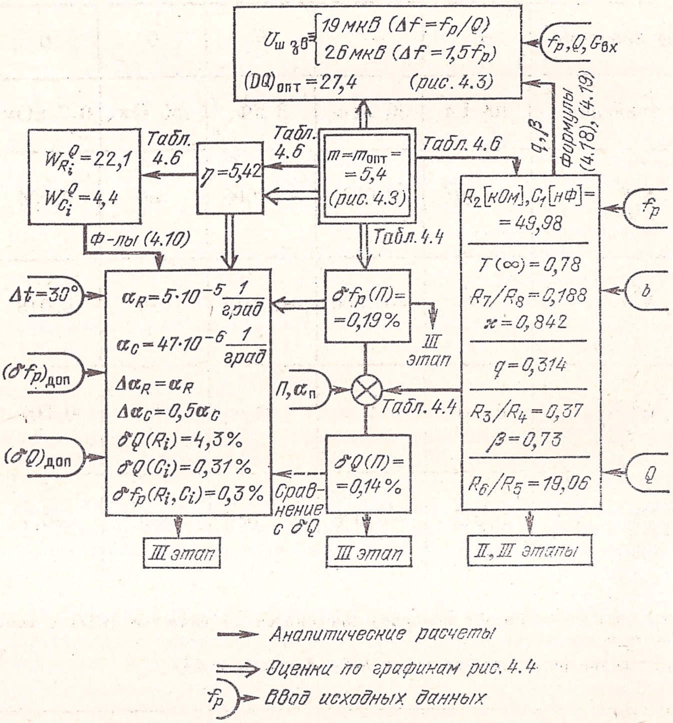
Учитывая, что основные параметры ОУ (кроме $U_{\text{вых max}}$) почти не зависят от напряжения питания, берем из табл. 1.2: $\mu = 5 \cdot 10^4$; $П = 10^6$ Гц; $r_{\text{вх}} = 1$ МОм; $r_{\text{вых}} = 150$ Ом; $(R_{\text{н}})_{\text{доп}} = 2$ кОм и, кроме того, принимаем $2r_{\text{сф}} = 30$ МОм; $C_{\text{вх}} \leqslant 3$пФ; $\alpha_{\text{п}} = \alpha_{R_{\text{вх}}} = \alpha_{C_{\text{вх}}} = 0{,}4$ %/град.

3. Проверяем пригодность ОУ и оцениваем взаимосвязанные параметры. Необходимые оценки выполняются с помощью графика рис. 4.4 и по формуле (4.11) и поясняются логической схемой расчета, приведенной на рис. 4.6. При этом считаем, что половина допустимой нестабильности обусловлена старением элементов в промежутке между профилактическими подстройками и прочими факторами, т. е.

$$(\delta f_p)_t = \frac{1}{2}\,(\delta f_p)_{\text{доп}} = 0{,}5\% \quad \text{и} \quad (\delta Q)_t = \frac{1}{2}\,(\delta Q)_{\text{доп}} = 4\%$$

По графику рис. 4.3 определяем $m_{\text{опт}} = 5{,}4$, которому соответствует минимальная нестабильность $\delta f_p\,(П) = 0{,}19\%$ (см. график на рис. 4.4. либо формулу в табл. 4.4). Поскольку вклад ОУ составил значительную часть $(\delta f_p)_t$, принимаем $m = m_{\text{опт}}$. Оценка по формулам (4.11), выполняемая через найденный графически (см. рис. 4.4) либо аналитически (см. табл. 4.6) коэффициент регенерации η, показывает, что предварительно можно ориентироваться на резисторы типа С2 — С29 ($\alpha_R = \pm\, 5 \cdot 10^{-5}$ град$^{-1}$) и керамические конденсаторы группы М47 ($\alpha_C = -\,47 \cdot 10^{-6}$ град$^{-1}$).

Ход расчетов на I этапе и все численные результаты представлены на рис. 4.6. Оценка шумовых свойств звена на этом этапе может быть проведена только для



$U_{\text{ш зв}} = $ 19 мкВ ($\Delta f = f_p/Q$)
26 мкВ ($\Delta f = 1{,}5 f_p$)
$(DQ)_{\text{опт}} = 27{,}4$ (рис. 4.3)
$f_p, Q, C_{\text{вх}}$
q, β
Формулы (4.18), (4.19)
Табл. 4.6
$W_{R_i}^{Q} = 22{,}1$
$W_{C_i}^{Q} = 4{,}4$
Табл. 4.6
$\eta = 5{,}42$
Табл. 4.6
$m = m_{\text{опт}} = 5{,}4$ (рис. 4.3)
R_2[кОм], C_1[нФ] = 49,98
f_p
ф-лы (4.10)
Табл. 4.4
$T(\infty) = 0{,}78$
$R_7/R_8 = 0{,}188$
$\varkappa = 0{,}842$
b
$\Delta t = 30°$
$\alpha_R = 5 \cdot 10^{-5} \frac{1}{\text{град}}$
$\alpha_C = 47 \cdot 10^{-6} \frac{1}{\text{град}}$
$(\delta f_p)_{\text{доп}}$
$\Delta\alpha_R = \alpha_R$
$\Delta\alpha_C = 0{,}5\alpha_C$
$\delta Q(R_i) = 4{,}3\%$
$\delta Q(C_i) = 0{,}31\%$
$\delta f_p(R_i, C_i) = 0{,}3\%$
$(\delta Q)_{\text{доп}}$
$\delta f_p(П) = 0{,}19\%$
III этап
$П, \alpha_{\text{п}}$
Табл. 4.4
$q = 0{,}314$
$R_3/R_4 = 0{,}37$
$\beta = 0{,}73$
$\delta Q(П) = 0{,}14\%$
Сравнение с δQ
$R_6/R_5 = 19{,}06$
Q
III этап
III этап
II, III этапы
Аналитические расчеты
Оценки по графикам рис. 4.4
f_p Ввод исходных данных

Рис. 4.6. Логическая схема расчетов на первом этапе проектирования (к расчетному примеру подразд. 4.6)

эквивалентных шумов ЭДС на входе ОУ (см. подразд. 2.6). Согласно графикам рис. 1.3 спектральная плотность мощности шумов ЭДС составляет $G_{\text{вх}}(f_p) = E_{\text{ш}}^2/\Delta f \approx 4^{-16}$ В²/Гц. Так как результаты для «узкой» [см. (4.18), рис. 4.3] и «широкой» [см. (4.19)] полос отличаются мало, частотной зависимостью $G_{\text{вх}}$ в полосе от $0{,}5\,f_p$ до $2\,f_p$ можно пренебречь. Оценка динамического диапазона в зависимости от уровня шумов в заданной полосе дает число более 80 дБ, т. е. имеется значительный запас, гарантирующий пригодность ОУ по этому показателю даже в случае существенного влияния вклада токовых шумов, которые можно оценить только на II этапе расчета.

Благодаря большому значению μ чувствительность $S_{\mu}^{Q} \sim 10^{-4}$ (см. табл. **4.3**), поэтому влияние конечности μ на параметры звена пренебрежимо мало.

4.6.3. II ЭТАП РАСЧЕТА

Ход расчета соответствует методике, изложенной в 4.3, все его результаты сведены в табл. 4.12—4.14. При выборе $C_1 = C_2 = 510$ пФ влияние $C_{\text{вх}}$ еще относительно невелико (однако уже гораздо сильнее сказывается на $\delta Q(t)$, чем нестабильность $П$).

Таблица 4.12

Поправки на неидеальность ОУ и делителей (II этап проектирования)

Параметры	$П$	$R_{\text{вх}}$	$C_{\text{вх}}$	$r_{\text{вых}}$	$R_{\text{п}} = R_7 \| R_8$	$(\delta y)_{\text{попр}}$
Идеальные значения	∞	∞	0	0	0	—
Реальные значения	10⁶ Гц	30 мОм	3 пФ	150 Ом	0,7 кОм	—
$h_i S_{l_i}^{f_p}$	—0,016	0,002	—0,006	≈0	0,004	—1,6%
$h_i \overline{S}_{l_i}^{d_z}$	≈0	—0,006	—0,015	≈0	0,018	—0,003
$h_i S_{l_i}^{b}$	0,016	0	0	0	0,001	+1,7 %
$h_i S_{l_i}^{Q}$	0,012	—0,036	—0,086	≈0	—0,1	—21 %

Примечания: 1. Расчет поправок проводится по формуле (4.12) с использованием табл. 4.4, 4.8—4.10.

2. Сопротивления резисторов делителя R_5R_6 включены в R_1^*.

Таблица 4.13

Результаты расчета нерегулируемых элементов (II этап)

Элементы	C_1	C_2	R_2	R_4	R_5	R_7	$(\delta y)_{\text{окр}}$
Исходные номиналы	510 пф		98 кОм	30 кОм	0,47 кОм	0,82 кОм	—
Округленные номиналы	510 пф		100 кОм	30 кОм	0,47 кОм	0,82 кОм	—
Допуски, %	±2		±2		±5		—
$(\delta l_i)_{\text{окр}}$	0	0	+2 %	0	0	0	—
$S^{f_p}_{l_i}$	—0,5	—0,5	—0,5	0	—0,013	0,003	—1 %
$\overline{S}^{d_z}_{l_i}$	0,49	—0,49	—0,97	0,97	0,023	0,016	—0,019
$S^{b}_{l_i}$	0	0	0	—0,04	0	0,14	0
$S^{Q}_{l_i}$	—2,21	2,21	4,92	—5,2	—1,13	0,09	—

Таблица 4.14

Результаты расчета регулируемых сопротивлений (II этап)

Настраиваемые параметры	f_p	d_z	b	Q
Регулируемые сопротивления	R_1	R_3	R_8	R_6
$(R_j)_{\text{расч}}$	17,8 кОм	11,1 кОм	4,4 кОм	9 кОм
$S^{f_p}_{R_i}$	$\boxed{-0,5}$	0	$5\cdot 10^{-4}\approx 0$	$-6\cdot 10^{-4}\approx 0$
$\overline{S}^{d_z}_{R_i}$	0,97	$\boxed{-0,97}$	$3\cdot 10^{-3}\approx 0$	$-7\cdot 10^{-3}\approx 0$
$S^{b}_{R_i}$	0	0,04	$\boxed{-0,14}$	$6\cdot 10^{-4}\approx 0$

$S^Q_{R_i}$	—4,92	5,2	—0,017	$\boxed{\approx 1}$
$(\delta y)_{\text{попр}}$	—1,6 %	—0,003	+1,7 %	—21 %
$(\delta y)_{\text{окр}}$	—1 %	—0,019	0	—
$\sum\limits_{i=1}^{j-1} S^y_{R_i} \times$ $\times (\delta R_i)_{\text{комп}}$	—	—0,05	—0,3 %	—0,17 %
$(\delta R_j)_{\text{комп}}$	—5,2 %	—7,4 %	+10 %	+25 %
R_j и допуск	15 кОм ± 5 %	9,1 кОм ± 5 %	4,3 кОм ± 5 %	10 кОм ± 5 %
$R_{j\sim}$ и допуск	3,9 кОм ± 10 %	2.7 кОм ± 10 %	1,2 кОм ± 10 %	2,2 кОм ± 10 %
$(\delta y)_{\min}, (\Delta \tilde{d}_z)_{\min}$	0,06 %	0,0015	0,017 %	0,1 %
$\bar{\alpha}R_{j\sim}$ [град.$^{-1}$]	$8 \cdot 10^{-5}$	$8,4 \cdot 10^{-5}$	$8,3 \cdot 10^{-5}$	$7,7 \cdot 10^{-5}$

Примечания: 1. Рамкой обведено значение чувствительности регулируемого параметра к сопротивлению ветви с подстроечным элементом.

2. Для переменного резистора принято: число витков 200, $\alpha_{R_{j\sim}} = 2 \cdot 10^{-4}$ град$^{-1}$.

Таблица 4.15

Результаты расчета температурных нестабильностей (III этап)

Переменные l_i	$П$	$R_{\text{вх}}$	$C_{\text{вх}}$	C_1, C_2	$R_1^* + R_{1\sim}$	R_2
Аргумент $\delta l_i(t)$, %	по 12			по 0,14	0,23	0,15
δf_p, %	0,19	0,02	0,07	0,14	0,12	0,08
$\Delta d_z \cdot 10^4$	0	7,7	18,4	7,0	20	15
δb, %	0,19	0	0	0	0	0
δQ, %	0,14	0,43	1,03	0,3	1+0,4	0,74

Переменные l_i	$R_3+R_{3\sim}$	R_4	R_7	$R_8+R_{8\sim}$	$\Sigma\,\delta y_i$ (ОУ)	$\Sigma\,\delta y_i$ (RC-подсхема)
Аргумент $\delta l_i\,(t)$, %	0,25	0,15	0,15	0,25		
δf_p, %	—	—	0	0	0,28	0,34
$\Delta d_z \cdot 10^4$	25	15	0,4	0	27	83
δb, %	0,009	0,006	0,017	0,029	0,19	0,06
δQ, %	1,3	0,8	0,02	0	1,6	4,56

После выбора и расчета резисторов (с учетом рекомендаций табл. 4.6 и результатов I этапа) определяются нагрузка, создаваемая RC-подсхемой на ОУ, и входное сопротивление звена:

$$(R_{\text{п}})_{\text{ус}} \approx \{R_5 + [R_6 \,\|\, (R_1 + R_7 \,\|\, R_8)]\} \,\|\, (R_3 + R_4 \approx 5{,}7 \text{ кОм};$$

$$(R_{\text{вх}})_{\text{зв}}\big|_{f\to\infty} \approx [(R_7 \,\|\, R_2) + (R_8 \,\|\, R_1)] \,\|\, (R_3 + R_4) \approx 5{,}2 \text{ кОм}.$$

Таким образом, при каскадном включении однотипных звеньев суммарное сопротивление нагрузки ОУ равно 2,7 кОм, т. е. превышает допустимое.

Расчет сопротивлений подстроечных резисторов выполнен по рекомендациям, данным в 4.3, причем на старение элементов за все время эксплуатации фильтра отводится не более 1%, а влияние старения на Q уменьшено в 2 раза в предположении одинаковых знаков отклонений элементов.

Приращения резисторов (δR_j), которые компенсируют суммарное влияние поправок, обусловленных неидеальностью ОУ, делителей и округлением элементов, найдены с учетом последовательности настройки, рекомендованной в табл. 4.6. Расчет компенсирующих приращений существенно упрощается, если учесть, что после установления $d_z = 0$ (т. е. точной балансировки мостовой RC-цепи) автоматически устраняется влияние на Q начальных отклонений емкостей всех конденсаторов и сопротивлений резисторов звена, кроме R_7, R_8 и R_5, R_6. Следовательно, регулировочный потенциометр $R_{6\sim}$ должен компенсировать начальный разброс только последних двух резисторов.

Типы резисторов и конденсаторов, выбранные на I этапе расчета, не меняются, а в качестве подстроечных элементов используются микропроволочные потенциометры типа СП5.

4.6.4. III ЭТАП РАСЧЕТА

Результаты расчетов всех нестабильностей звена с конкретными типами и номиналами элементов представлены в табл. 4.15. Согласно этим данным полные нестабильности

$$(\delta f_p)_{\text{полн}} = \delta f_p\,(R_i,\ C_i) + \delta f_p\,(\text{ОУ}) + (\delta f_p)_{\min} =$$
$$= 0{,}34\% + 0{,}28\% + 0{,}06\% = 0{,}68\%;$$

$$(\delta Q)_{\text{полн}} = \delta Q\,(R_i,\ C_i) + \delta Q\,(\text{ОУ}) + (\delta Q)_{\min} = 4{,}6\% + 1{,}6\% + 0{,}1\% = 6{,}3\%.$$

Здесь первых два слагаемых — температурные нестабильности, создаваемые RC-подсхемой и усилителем соответственно, а третье — характеризует разрешающую способность подстроечного потенциометра.

В зависимости от каждой из найденных полных нестабильностей уточняется усредненное допустимое изменение R- и C-элементов за время между профилактическими подстройками:

$$\delta l_{\text{стар}} = [(\delta f_p)_{\text{доп}} - (\delta f_p)_{\text{полн}}]/W^{f_p}_{RC} = (1\% - 0{,}68\%)/2 = 0{,}16\%,$$

$$\text{или } \delta l_{\text{стар}} = 2\,[(\delta Q)_{\text{доп}} - (\delta Q)_{\text{полн}}]/W^{Q}_{RC} = 2\,(8\% - 6{,}3\%)/(22.1 + 4{,}4) = 0{,}13\%,$$

причем коэффициент 2 в последнем выражении учитывает одинаковость знаков отклонений номиналов элементов при старении.

Требования ТЗ будут удовлетворены, если реальные изменения номиналов выбранных элементов за 5000 ч не превышает более жесткий из уточненных допусков. В случае существенного различия скоростей старения резисторов и конденсаторов оценка $\delta l_{\text{стар}}$ находится для тех и для других отдельно с помощью коэффициентов чувствительности W^{y}_{R} и W^{y}_{C} [см. табл. 4.6 и формулу (4.4)].

Результаты расчета нестабильностей параметров (см. табл. 4.16)

$$(\Delta d_z)_{\text{полн}} = 0{,}0083 + 0{,}0027 + 0{,}0015 = 0{,}0125 < 0{,}02;$$

$$(\delta b)_{\text{полн}} = |\delta f_z - \delta f_p|_{\text{полн}} = 0{,}06\% + 0{,}19\% + 0{,}017\% \approx 0{,}27\% < 0{,}4\%$$

показывают, что требования ТЗ удовлетворяются с достаточным запасов на старение элементов.

Расчет звена на этом заканчивается, далее проектируются другие звенья фильтра и оцениваются полные нестабильности его характеристик.

4.7. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЗВЕНЬЕВ С РЕШАЮЩИМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

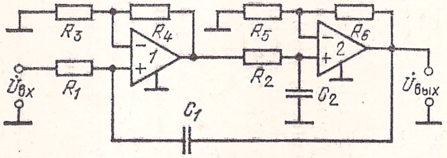
Область применения *ARC*-звеньев с решающими усилителями обсуждалась в подразд. 4.2, и выполнение отмеченных рекомендаций в большинстве случаев позволит правильно определить нужный класс активных схем. Однако требования, предъявляемые к селективным системам, достаточно многообразны и часто определяются не только параметрами частотных и временных характеристик. В связи с этим может оказаться целесообразным применение звеньев более высокого класса даже в случае нежестких требований к стабильности добротности.

В схемных решениях линейных устройств радиоэлектронной аппаратуры, в том числе и при построении *ARC*-звеньев, предусмотреть все или большинство реально возникающих требований к схеме практически невозможно, поэтому при решении нетипичной задачи целесообразно рассматривать конкурирующие схемные решения с точки зрения возможности последующей «модернизации». Схемы с решающими усилителями имеют значительный «модернизационный ресурс», тогда как в звеньях с одним ОУ он практически исчерпан или, по крайней мере, чрезвычайно ограничен. В общем случае чем выше число степеней свободы в схеме, тем больше этот ресурс и выше вероятность оптимального или рационального решения задачи. Ниже на примере П-звена с тремя ОУ (см. табл. 4.22) поясняется один из простейших вариантов его модернизации. Наконец, схемы Ф- и А-звеньев, приведенные в табл. 4.25 и 4.26, являются дальнейшем развитием Р-звеньев с тремя ОУ. При модернизации, не затрагивающей принципа формирования коэффициентов передаточной функции, расчет полученных схемных решений можно провести без дополнительного детального анализа.

В настоящем разделе приводятся все типы звеньев с двумя и тремя ОУ, причем для уменьшения влияния неидеальности активных элементов на нестабильность частоты полюса в схемах с двумя ОУ (см. табл. 4.16 — 4.20) предусматривается определенная регенерация, увеличивающая элементную чувствительность добротности и только в схеме табл. 4.21 регенерация отсутствует. В звеньях с тремя ОУ (см. табл. 4.21—4.29) регенерация не применяется в силу чрезвычайно слабой зависимости нестабильности частот нуля и полюса от реализуемой добротности. Для всех схем приводятся графики (см. рис. 4.7, 4.8, 4.10—4.13), позволяющие оценить реализационные возможности, выбрать на I этапе проектирования класс операционных усилителей и определить возможные параметры проектирования. Для потенциально неустойчивых схем через второй и третий квадранты настоящих графиков находятся коэффициент регенерации η и нормализованная нестабильность добротности. Смысл нормализации поясняется рис. 4.7 и 4.8.

Таблица 4.18

Схема НЧ-звена

Принципиальная схема	Обозначения и рекомендации
 R_3 R_4 R_5 R_6 R_1 R_2 1 2 C_1 C_2 $\dot U_{вх}$ $\dot U_{вых}$	Схема характеризуется низким влиянием площади усиления ОУ на добротность: $\tau_1=R_1C_1;\ \tau_2=R_2C_2;\ \beta_1=R_3/(R_3+R_4);\ \beta_2=R_5/(R_5+R_6);$ $m=\tau_1/\tau_2;\quad \eta=Q/\sqrt{m}\ (\eta\geqslant 1).$ При $\beta_1=\beta_2=1$, $\eta=1$ звено становится низкочувствительным (потенциально устойчивым). Потенциально устойчивый вариант схемы характеризуется итерационным процессом настройки

Основные параметры идеализированной схемы

f_p	Q	M	$\lvert Z_1^- \rvert$	$\lvert Z_1^+ \rvert$	$\lvert Z_2^- \rvert$	$\lvert Z_2^+ \rvert$	$\lvert F_{u_1}(j\omega) \rvert$	$\lvert F_{\mu_2}(j\omega) \rvert$
$\frac{\sqrt{m}}{2\pi\tau_1}$	$\frac{\beta_1\beta_2\sqrt{m}}{(1+m)\beta_1\beta_2-m}$	$\frac{1}{\beta_1\beta_2}$	$R_3 \parallel R_4$	$\frac{R_1}{\sqrt{1+f^2m/f_p^2}}$	$R_5 \parallel R_6$	$\frac{R_2}{\sqrt{1+f^2/(mf_p^2)}}$	$\frac{M}{\sqrt{1+f^2/(mf_p^2)}}$	$\frac{1}{\beta_2}$

Коэффициенты чувствительности основных параметров

l_i	R_1, R_2, C_1, C_2	$R_3,\ R_4$	$R_5\ R_6$	$П_i$	μ_i
$S_{l_i}^{f_p}$	$-0{,}5$	0	0	$-\frac{f_p\,0{,}5}{П_i\,\beta_i}\left(\sqrt{m}+\frac{1}{\sqrt{m}}\right)$	0

$S^{Q}_{l_i}$	$(-1)^i\,(0{,}5-\eta)$	$(-1)^i\,[\eta\,(m+1)-1]\times$ $\times\,(1-\beta_1)$	$(-1)^i\,S^{Q}_{R_4}\,\dfrac{1-\beta_2}{1-\beta_1}$	$S^{\dagger n}_{\Pi_i}$	$\dfrac{Q}{u_i\,\beta_i}\left(\sqrt{m}+\dfrac{1}{\sqrt{m}}\right)$
$S^{M}_{l_i}$	0	$(-1)^i\,(1-\beta_1)$	$(-1)^i\,(1-\beta_2)$	0	0

Примечание. Под i следует понимать порядковый номер элемента (для C_2 $i=2$, для R_3 $i=3$, для ОУ$_1$ $i=1$ и т. д.).

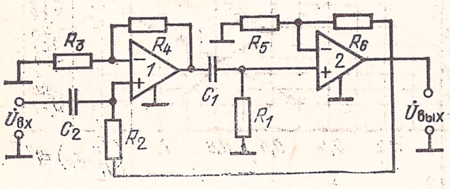
Расчетные соотношения для резистивных и емкостных элементов схемы

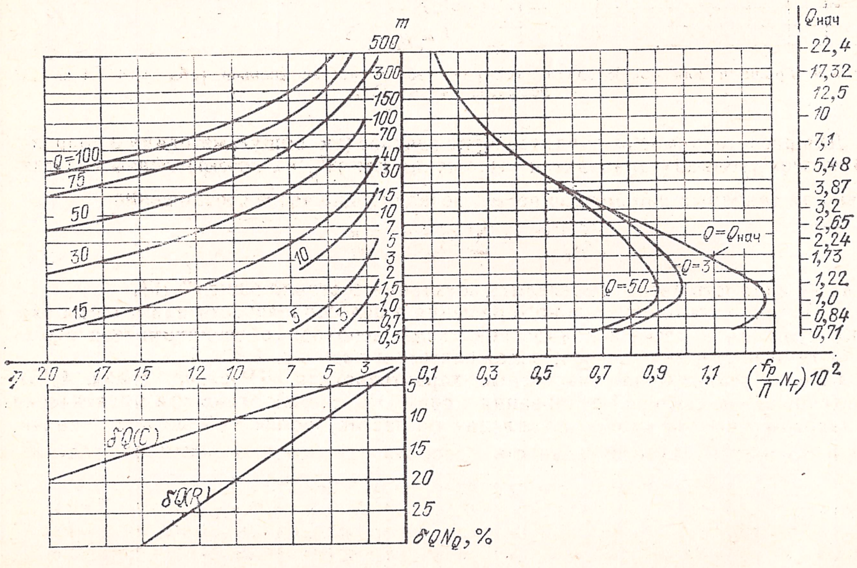
Элемент схемы	R_1	C_1	C_2	R_2	R_4	R_3	R_6	R_5
Расчетное соотношение	$\dfrac{\sqrt{m}}{2\pi f_p C_1}$	$\dfrac{\sqrt{m}}{2\pi f_p R_1}$	$\dfrac{R_1 C_1}{m R_2}$	$\dfrac{R_1 C_1}{m C_2}$	$\dfrac{R_1}{\beta_1}$	$\dfrac{R_4\beta_1}{1-\beta_1}$	$\dfrac{R_2}{\beta_2}$	$\dfrac{R_6\,\beta_2}{1-\beta_2}$
Ограничения	$\geqslant 50R_г$ $\lesssim 0{,}02R_{C_1}$ $>2R_н$	$\geqslant 100$ пФ	$\geqslant 100$ пФ	$>2R_н$ $\leqslant 0{,}02R_{C_2}$	$>2R_н$ $\leqslant 0{,}02R_{C_1}$	$\leqslant 0{,}02R_{C_1}$	$>3R_н$ $\leqslant 0{,}02R_{C_1}$	$\lesssim 0{,}02R_{C_2}$

Примечание. Значение m выбирается из графиков рис. 4.7; R_{C_1} и R_{C_2} — входные синфазные сопротивления ОУ; $R_г$ — выходное сопротивление источника сигнала; $R_н$ — минимальное сопротивление нагрузки ОУ. Оптимальное значение $\beta_1=\beta_2=\left(1+\dfrac{\eta-1}{m\eta}\right)^{-1/2}$

Таблица 4.17

Схема ВЧ-звена

Принципиальная схема	Особенность расчетных соотношений
 R_3 R_4 R_5 R_6 1 2 C_1 C_2 R_1 R_2 $\dot{U}_{вх}$ $\dot{U}_{вых}$	Рекомендации, условные обозначения, выраженные для основных параметров, коэффициенты чувствительности и расчетные соотношения находятся в табл. 4.16. Замене подлежат следующие формулы: $$\lvert F_{\mu_1}\rvert = \frac{1}{\beta_1\beta_2}\,\frac{f/\sqrt{m}}{\sqrt{1+f^2/mf_p^2}};$$ $$S_{\Pi_i}^{M} = 2S_{\Pi_i}^{f_p}.$$ Выражения для $\lvert Z_1^+\rvert$ и $\lvert Z_2^+\rvert$ поменять местами



Нормализующие множители:

$$N_f = \frac{1\ [\%]}{\delta f_p\ [\%]}\cdot\frac{\Delta t\ [\text{град}]}{100\ [\text{град}]}\cdot\frac{\alpha_{\text{п}}\ [\text{град}^{-1}]}{4\cdot 10^{-3}};$$

$$N_Q = \frac{100\ [\text{град}]}{\Delta t\ [\text{град}]}\cdot\frac{5\cdot 10^{-5}}{\Delta\alpha_R\ [\text{град}^{-1}]}\quad \text{для } R_i;$$

$$N_Q = \frac{100\ [\text{град}]}{\Delta t\ [\text{град}]}\cdot\frac{5\cdot 10^{-5}}{\Delta\alpha_C\ [\text{град}^{-1}]}\quad \text{для } C_i.$$

Нормализованные значения;
$\Delta t = t - t_0 = 100$ °C; $\delta f_p = \Delta f_p / f_p = 1\%$; $\Delta\alpha_{R,\,C} = 5\cdot 10^{-5}$ град$^{-1}$; $\alpha_{\text{п}} = 4\cdot 10^{-3}$ град$^{-1}$

Рис. 4.7. **Графики для оценки реализационных возможностей звеньев табл. 4.16, 4.17**

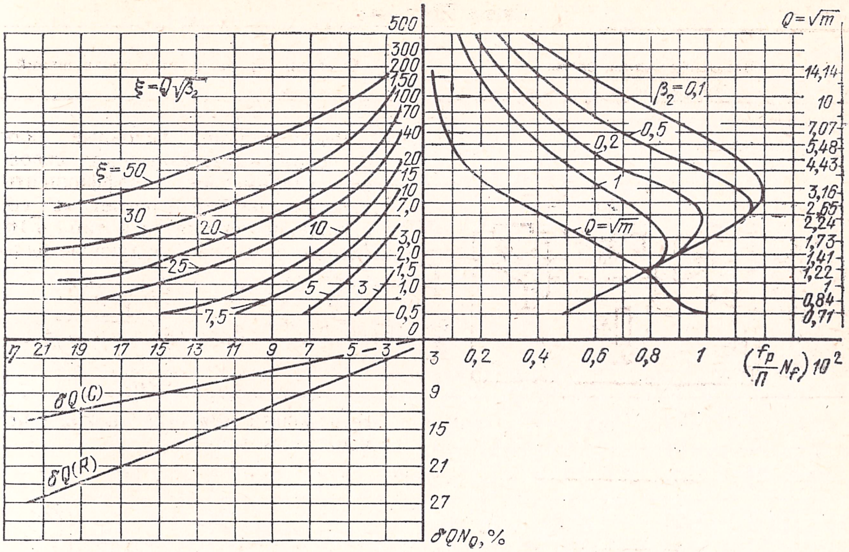


Рис. 4.8 Графики для оценки реализационных возможностей звеньев табл. 4.18 — 4.20 (см. формулы на рис. 4.7)

Для расчета шумовых характеристик звеньев (см. общую методику в подразд. 2.6) во всех таблицах приводятся выражения для $|F_{\mu_i}|$ и коэффициенты чувствительности основных параметров по μ_i, позволяющие через соотношение

$$S_{\mu_i}^{T(j\omega)}=\sum_k S_{\lambda_k}^{T(j\omega)}S_{\mu_i}^{\lambda_k},$$

где λ_k — параметр звена, определить остальные составляющие (2.16).

Для принятия окончательного решения о целесообразности применения схемного решения и расчета конкретной схемы необходимо познакомиться с особенностями настройки звеньев, изложенными в подразд. 4.8.

Схема, реализующая частотные характеристики НЧ-звена (табл. 4.16). В отличие от аналогичной реализации с одим ОУ, данная схема при практически одинаковом влиянии площади усиления на частоту полюса обеспечивает значительно меньшую чувствительность добротности (см. выражения для $S_{\mu_i}^{Q_\text{п}}$ табл. 4.16). Именно поэтому применение настоящей схемы целесообразно при чрезвычайно жестких требованиях к общей стабильности добротности. В зависимости от численных значений β_1 и β_2 схема имеет потенциально устойчивый ($\eta=1$) и потенциально неустойчивый ($\eta>1$) варианты реализаций. При отсутствии регенерации ($\beta_1=\beta_2=\eta=1$) рассматриваемое звено по сравнению с аналогичной схемой на одном ОУ имеет лучшие частотные свойства, а существенно меньший «разброс» номиналов отдельных элементов значительно повышает эффективность практического использования схемы.

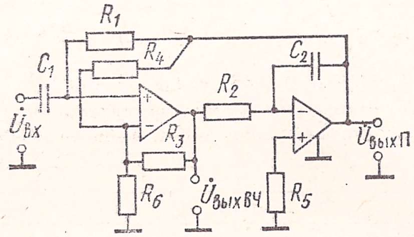
Методика расчета звена и выбор типов активных элементов ничем не отличаются от рассмотренных для схем с одним ОУ. Для оценки реализационных возможностей используются графики рис. 4.7, построенные для идентичных ОУ. Если схема потенциально неустойчива (имеет высокую чувствительность), целесообразно после расчета и округления R_1, R_2, C_1, C_2 уточнить параметры m и η, а перед расчетом R_6 и R_5 определить нужное значение

$$\beta_2=\frac{1}{\beta_1}\,\frac{m\eta}{\eta(m+1)-1}, \tag{4.20}$$

при этом значение β_1 определяется через принятые значения R_3 и R_4.

Схема, реализующая частотные

Принципиальная схема



Основные параметры

f_p	Q	$M_{ВЧ}$	$M_{П}$	$\lvert Z_1^+ \rvert$
$\frac{\sqrt{m}}{\sqrt{\beta_2}}\,\frac{1}{2\pi\tau_1}$	$\frac{\sqrt{m}}{\sqrt{\beta_2}}\,\frac{\beta_1}{(1+m)\,\beta_1-m}$	$\frac{1}{\beta_2}+\frac{1}{\beta_1}-1$	$m\eta M_{ЧВ}$	$\frac{R_1}{\sqrt{1+f^2m/\beta_2f_p^2}}$

Коэффициенты чувствительности

l_i	$R_1\ R_2\ C_1\ C_2$	R_6	R_3	R_4	μ_1
$S_{l_i}^{f_p}$	$-0{,}5$	$0{,}5\,(\beta_2-1)$	$-0{,}5\,(\beta_2-1)$	0	$0{,}5\,\frac{M_{ВЧ}}{\mu_1}$
$S_{l_i}^{Q}$	$(-1)^i\,(0{,}5-\eta)$	$0{,}5\,(\beta_2-1)$	$\eta-0{,}5\,(\beta_2+1)$	$1-\eta$	$\frac{M_{ВЧ}}{\mu_1}\,\eta$
$S_{l_i}^{M_{ВЧ}}$	0	$-\frac{1-\beta_2}{M_{ВЧ}\,\beta_2}$	$1-\frac{1}{M_{ВЧ}}$	$-\frac{1-\beta_1}{M_{ВЧ}\,\beta_1}$	$-\frac{M_{ВЧ}}{\mu_1}$
$S_{l_i}^{M_{П}}$	$(-1)^{i+1}\,\eta$	$-\frac{1-\beta_2}{M_{ВЧ}\,\beta_2}$	$\eta-\frac{1}{M_{ВЧ}}$	$S_{R_4}^{Q}+S_{R_4}^{M_{ВЧ}}$	$S_{\mu_1}^{Q}$

Примечание. Под i следует понимать порядковый номер элемента схемы (для C_2

Расчетные соотношения для резистивных

Элемент	R_1	C_1	C_2
Расчетное соотношение	$\sqrt{\frac{m}{\beta_2}}\,\frac{1}{2\pi f_p C_1}$	$\sqrt{\frac{m}{\beta_2}}\,\frac{1}{2\pi f_p R_1}$	$\frac{R_1 C_1}{m R_2}$
Ограничения	$>2R_{н}\geq 50R_{г}$ $\leq 0{,}02R_{C_1}$	$\geqslant 100$ пФ	$\geqslant 100$ пФ

Примечание. Значения m и β_2 выбираются из графиков рис. 4.8; R_{C_1} и сигнала; $R_{н}$ — минимальное сопротивление нагрузки ОУ.

Таблица 4.18

характеристики ВЧ- и П-звеньев

Основные рекомендации и условные обозначения
Влияние площади усиления ОУ на нестабильность добротности больше, чем в схеме звена табл. 4.17. $\tau_1 = R_1 C_1;\ \tau_2 = R_2 C_2;\ \beta_1 = R_4/(R_3+R_4);\ \beta_2 = R_6/(R_3+R_6);$ $m = \tau_1/\tau_2;\ \eta = Q\sqrt{\beta_2}/\sqrt{m}\ (\eta \geqslant 1).$ При $\beta_1 = 1$ $(\eta = 1)$ звено становится низкочувствительным (потенциально устойчивым). Индекс ВЧ соответствует звену ФВЧ, а индекс П-звену полосового типа

идеализированной схемы

$\|Z_1^-\|$	$\|Z_2^-\|$	$\|Z_2^+\|$	$\|F_{\mu_1 ВЧ}\|$	$\|F_{\mu_2 ВЧ}\|$	$\|F_{\mu_1 П}\|$	$\|F_{\mu_2 П}\|$
$R_3 \| R_4 \| R_6$	$\dfrac{R_2}{\sqrt{1+f^2/m\beta_2 f_p^2}}$	R_5	$M_{ВЧ}$	$\dfrac{f\,\|\mu_2\|}{f_p\sqrt{m\beta_2}}$	$\dfrac{f_p}{f} M_{ВЧ}\sqrt{m\beta_2}$	$\|\mu_2\|$

основных параметров

$П_1$	μ_2	$П_2$
$0{,}5\,\dfrac{f_p}{П_1}\,\dfrac{\eta}{Q}\,M_{ВЧ}$	$0{,}5 - \dfrac{1}{\mu_2}(1-\beta_2)$	$0{,}5\,\dfrac{f_p}{П_2}\,\dfrac{\eta}{Q}(1+m)$
$\dfrac{f_p}{П_1} M_{ВЧ}\left(0{,}5\,\dfrac{\eta}{Q} - Q\right)$	$\dfrac{\eta}{\mu_2}(1+m)$	$\dfrac{f_p}{П_2} Q(\beta_2 - 1) - S_{П_2}^{f_p}$
$-2S_{П_1}^{f_p}\,\dfrac{1}{M_{ВЧ}}$	$-\dfrac{1}{\mu_2}\,\dfrac{1}{M_{ВЧ}}$	$-\dfrac{f_p}{П_2}\,\dfrac{\eta m}{Q}$
$-S_{П_1}^{Q}$	$S_{\mu_2}^{Q}$	$S_{П_2}^{Q}$

$i=2$, для R_1 $i=1$ и т. д.).

и емкостных элементов схемы

R_2	R_3	R_4	R_6
$\dfrac{R_1 C_1}{m C_2}$	$R_4\,\dfrac{\eta-1}{m\eta}$	$R_3\,\dfrac{m\eta}{\eta-1}$	$R_3\,\dfrac{\beta_2}{1-\beta_2}$
$> 2R_н$ $\lesssim 0{,}02R_{C_1}$	$\lesssim 0{,}02R_{C_1}$	$> 3R_н$	$\lesssim 0{,}02R_{C_1}$

R_{C_2} — входные синфазные сопротивления ОУ; $R_г$ — выходное сопротивление источника

Если в результате проектирования возникла необходимость использовать ОУ со значительными входными токами, то при расчете схемы должны быть учтены следующие дополнительные ограничения:

$$R_1 \approx R_3||R_4; \quad R_2 \approx R_5||R_6. \tag{4.21}$$

Желание сократить число резистивных элементов путем увеличения глубины отрицательной обратной связи одного из операционных усилителей до 100%, например когда

$$\beta_2 = 1; \quad \beta_1 = 1 (\eta - 1)/m\eta, \tag{4.22}$$

приводит к увеличению влияния площади усиления ОУ на частоту в 2 раза и повышению стабильности добротности примерно на 10%. В этой связи практическое использование настоящего варианта схемы возможно только в области достаточно низких частот.

Применение потенциально устойчивых звеньев ($\beta_1 = \beta_2 = 1$) существенно усложняет настройку схемы (см. табл. 4.27), и поэтому сохранение незначительной регенерации ($\beta_2 = 1$, $\beta_1 = 0{,}9 \div 0{,}95$) всегда оправданно.

Схема, реализующая частотные характеристики ВЧ-звена (табл. 4.17). Преимущество настоящей схемы перед звеном с одним ОУ аналогично реализации НЧ звена. Для оценки возможностей звена нужно пользоваться графиками рис. 4.7. Расчет схемы производится по формулам табл. 4.16, 4.17 и рекомендациям, изложенным ранее. Особенность настройки схемы отмечается в табл. 4.27.

Схема, воспроизводящая частотные характеристики ВЧ- и П-звеньев (табл. 4.18). Влияние инерционности активных элементов на нестабильность добротности в данном случае, как видно из табл. 4.16 и 4.18, больше, поэтому применение варианта ВЧ-звена может быть оправдано только при более жестких требованиях к стабильности частоты полюса (см. рис. 4.7 и 4.8).

Согласно общим рекомендациям, которые даны в подразд. 4.2, и графикам первого квадранта рис. 4.8 необходимо выбрать не только рациональное значение параметра m, но и нужную глубину обратной связи β_2. С точки зрения, расширения динамического диапазона целесообразно максимизировать β_2. Дальнейшая оценка возможностей ВЧ- и П-звеньв производится по стандартной методике.

Номиналы резисторов и конденсаторов находятся через расчетные соотношения табл. 4.18. После вычисления R_1, R_2, C_1, C_2 уточняются m, β_2 и η. При $\eta = 1$ значение R_3 задают так, чтобы не нарушать общих и дополнительных ограничений. При больших входных токах ОУ выполняется дополнительное ограничение

$$R_3||R_4||R_6 \approx R_1; \quad R_5 \approx R_2. \tag{4.23}$$

Для упрощения процесса настройки (см. табл. 4.27) желательно сохранить небольшую регенерацию ($\beta_1 \approx 0{,}9 \div 0{,}95$). Общая стабильность добротности ухудшается при этом, как правило, незначительно.

Схема, воспроизводящая частотные характеристики Р-, Ф- и А-звеньев (табл. 4.19). Частотные характеристики схемы при любом варианте реализации полностью соответствуют частотным характеристикам схемы табл. 4.18, поэтому для оценки предельных реализационных возможностей и выбора типа ОУ необходимо использовать графики, изображенные на рис. 4.8. Если схема используется как Р-звено ($f_p > f_z$), то предварительно вычисляется значение $\beta_2 = (f_z/f_p)^2$, в остальных случаях $\beta_2 = 1$.

Расчет номиналов резисторов и конденсаторов производится в основном по рекомендациям, соответствующим схеме табл. 4.18, с учетом следующих дополнительных требований:

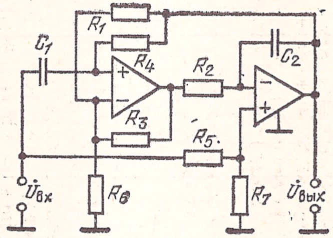
1. В варианте Р-звена с $f_z = f_p$ сопротивление резистора определяется через соответствующую формулу Ф-звена. Через R_3 и R_6 уточняются β_2 и η, после чего R_3 рассчитывается заново. Последними определяются значения R_5 и R_7.

2. При расчете Ф- и А-звеньев неминимально-фазового типа принятая ранее последовательность используется только после определения R_6.

3. В А-звене минимально-фазового типа необходимо предварительно по соответствующим графикам рис. 4.9 оценить предельно реализуемый перепад зату-

Таблица 4.19

Схема, реализующая характеристики $P=(f_p>f_z)$ Φ- и A-звеньев

Принципиальная схема	Основные рекомендации и условные обозначения
 R_1 C_1 R_4 R_2 C_2 R_3 R_5 $\dot U_{вх}$ R_6 R_7 $\dot U_{вых}$	Основные рекомендации и условные обозначения расположены в табл. 4.18. Коэффициент частотного сдвига $b=f_z/f_p=\sqrt{\beta_2}$, а $\varkappa=R_7/(R_5+R_7)$. Коэффициенты чувствительности частоты полюса и добротности схемы приведены в табл. 4.18. $S^{f_z}_{R_1}=S^{f_z}_{R_2}=S^{f_z}_{C_1}=S^{f_z}_{C_2}=-0{,}5$; $S^{f_z}_{\Pi_1}=-S^{d_z}_{\Pi_1}$; $S^{M}_{R_7}=-S^{M}_{R_5}=(1-\varkappa)$. По остальным элементам схемы чувствительности частоты нуля (f_z) и нормирующего множителя (M) равны нулю. Параметры μ_2 и Π_2 на f_z, d_z и M не влияют

Основные параметры идеализированной схемы

f_p	Q	f_z	d_z	M	$\lvert Z_1^+\rvert$, $\lvert Z_1^-\rvert$, $\lvert Z_2^-\rvert$	$\lvert Z_2^+\rvert$	$\lvert F_{\mu_1}\rvert$	$\lvert F_{\mu_2}\rvert$
См. табл. 4.18		$\frac{\sqrt{m}}{2\pi\tau_1}$	$\frac{(1+m)\varkappa-(1/\beta_1+1/\beta_2-1)}{\sqrt{m}\,\varkappa}$	$\varkappa$	См. табл. 4.18	$R_5 \parallel R_7$	$\frac{\sqrt{(f^2/f_z^2-1)^2+f^2d_z^2/f_z^2}}{\sqrt{(f^2/f_z^2-\varkappa)^2-f^2\varkappa^2/mf_z^2}}$	$\lvert\mu_2\rvert$

Окончание табл. 4.19

Коэффициенты чувствительности затухания нуля

l_i	R_1, R_2, C_1, C_2	R_4, R_6	R_3	R_5	R_7	μ_1	Π_1
$S_{l_i}^{d_z}$	$(-1)^i\left(\frac{1}{2}-\frac{\sqrt{m}}{d_z}\right)$	$\frac{(1-\beta_1)(1-\beta_2)}{\beta_1\beta_2 d_z \varkappa \sqrt{m}}$	$2S_{R_6}^{d_z}$	$\left(1-\frac{1+m}{d_z\sqrt{m}}\right)(1-\varkappa)$	$-S_{R_5}^{d_z}$	$\frac{1/\beta_1+1/\beta_2-1}{\mu_1 d_z}\,\frac{m+1}{\sqrt{m}}$	$0{,}5\frac{f_z}{\Pi_1}\,\frac{m+1}{\sqrt{m}}(1/\beta_1+1/\beta_2-1$

Расчетные соотношения для резистивных и емкостных элементов схемы

Элемент схемы	R_1, R, C_1, C_2, R_3	P-звено		Ф-звено		A-звен	
		R_6	R_5	R_6	R_5	R_6	R_5
Расчетное соотношение	Для всех видов реализации (см. табл. 4.18)	См. табл. 4.18	$R_7\frac{b^2+b^2\eta(m^2+m-1)-m\eta}{\eta m+b^2(\eta-1)}$	$R_3\frac{2Q\Pi}{3f_p}$	$R_7\frac{1+\eta(m-1)}{\eta-(m+1)^{-1}}$	$R_3\frac{2Q\Pi}{3f_p}$	$R_7\frac{\eta(m^2-1)+1-\eta m\sqrt{m}}{\eta(m+1)-1}$
Ограничения		См. табл. 4.18	$50R_7 \lesssim R_{C_2}$	$\leqslant 0{,}1R_{C_1}$	$50R_7 \lesssim R_{C_2}$	$\leqslant 0{,}1R_{C_1}$	$50R_5 \leqslant R_{C_2}$

хания или $d_{z\,\max}$. Если при выбранном по рис. 4.8 значении m параметр d_z не реализуем, то следует изменить m, выбрав в случае необходимости новый тип ОУ, либо использовать другую реализацию.

В А-звене неминимально-фазового типа большое значение d_z может привести к недопустимому уменьшению M и, следовательно, к ухудшению динамического диапазона многозвенной системы. При больших входных токах ОУ выполняется условие (4.21) с заменой R_5 на $R_5 || R_7$.

Особенности настройки схемы при различных вариантах ее использования указаны в табл. 4.28.

Схема, реализующая частотные характеристики Р-звена при $f_з > f_p$ (табл. 4.20). Частотные характеристики этой схемы и схемы табл. 4.19 идентичны, поэтому для оценки предельных возможностей и выбора типа ОУ использует-

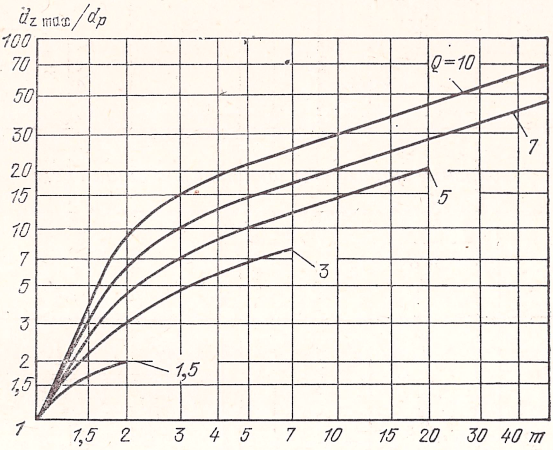


Рис. 4.9. Графики для оценки реализационных возможностей А-звена минимально-фазового типа (см. табл. 4.19)

ся рис. 4.8. В общем случае для правильного выбора параметра m необходимо по графикам рис. 4.10 оценить значение β_2. Если возникает необходимость использовать низкочувствительную реализацию ($\eta = 1$), то значение m однозначно определяется реализуемой добротностью и частотным сдвигом f_z/f_p (см. формулу в примечании табл. 4.20).

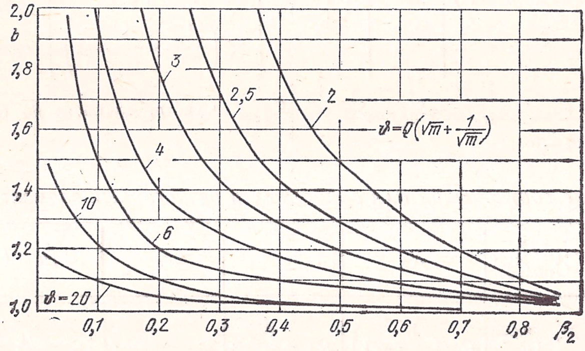
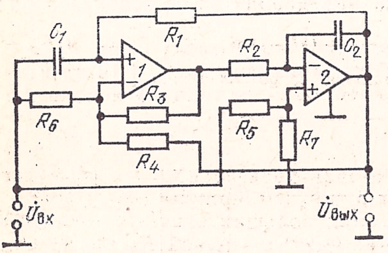


Рис. 4.10. Графики для оценки глубины отрицательной обратной связи Р-звена (см. табл. 4.20): $\upsilon = Q(\sqrt{m} + 1/\sqrt{m})$

Таблица 4.20

Схема, реализующая частотные характеристики P-звена ($f_z > f_p$)

Принципиальная схема	Основные рекомендации и условные обозначения
 C1 R1 C2 R2 1 2 R3 R6 R5 R7 R4 $\dot{U}_{вх}$ $\dot{U}_{вых}$	Условные обозначения приведены в табл. 4.18 и 4.19. Коэффициенты чувствительности частоты полюса, добротности и нормирующего множителя M приведены в табл. 4.19

Основные параметры идеализированной схемы

f_p, Q	M	f_z	d_z	$\lvert z_i^+\rvert$, $\lvert z_i^-\rvert$, $\lvert F_{\mu_i}\rvert$
См. табл. 4.18	См. табл. 4.19	$\frac{\sqrt{m}}{2\pi\tau_1} \times$ $\times \sqrt{1+\frac{1}{\varkappa}\left(\frac{1}{\beta_2}-1\right)}$	$\frac{\sqrt{\beta_2}}{\sqrt{m\varkappa}} \; \frac{(m+1)\varkappa\beta_1 - m}{\sqrt{1-\beta_2(1-\varkappa)}}$	См. табл. 4.19

Коэффициенты чувствительности частоты нуля

R_i	R_1, R_2, C_1, C_2	R_3	R_4	R_5	μ_1	Π_1
$S_{l_i}^{f_z}$	$-0{,}5$	$\frac{1}{2}\left(1-\frac{\beta_2}{b^2}\right)$	0	$\frac{S_{R_3}^{f_z}}{(1+m)\eta}$	$S_{R_3}^{f_z}\frac{1}{\mu_1} \times$ $\times\left(\frac{1}{\beta_1}+\frac{1}{\beta_2}-1\right)$	$\frac{1}{2}\,\frac{f_z}{\Pi_1}\left(\frac{1}{\beta_1}+\right.$ $\left.+\frac{1}{\beta_2}-1\right)\frac{\sqrt{\beta_2}}{b}$

Примечание. $S_{R_6}^{f_z} = -S_{R_3}^{f_z}$; $S_{R_7}^{f_z} = -S_{R_5}^{f_z}$. Чувствительности по R_6 и R_7 приведены для случая $d_z = 0$.

Расчетные соотношения для емкостных и резистивных элементов схемы

Элемент схемы	R_1, R_2 C_1, C_2	R_3	R_4	R_6	R_5	R_7
Расчетное соотношение	См. табл. 4.18	$R_6\left(\frac{1}{\beta_2}-1\right)$	$R_3\,\frac{\beta_1}{1-\beta_1}$	$R_3\,\frac{\beta_2}{1-\beta_2}$	$R_7\,\frac{\beta_1}{m\eta}$	$R_5\,\frac{m}{\beta_1}\,\eta$

Ограничения	См. табл. 4.18	$\leq 0{,}02R_{C_1}$ $> 3R_н$	$> 3R_н$	$> 2R_н$	$> 3R_н$	$\leq 0{,}02R_{C_2}$

Примечание. Значение m выбирается из графиков рис. 4.8 и 4.10. При низкочувствительной реализации ($\eta=1$) $m=Q^2/[(b^2-1)Q^2+1]$. Во всех случаях

$$\beta_2=2h\left(h-\sqrt{h^2+b^2}\right)+b^2;\ \beta_1=2h\,\frac{m}{m+1}\,\frac{\sqrt{\beta_2}}{1-\beta_2}\ \left(h=\frac{1}{2}\,(b^2-1)\,Q\,\frac{m+1}{\sqrt{m}}\right);$$

R_{C_1} и R_{C_2} — входные синфазные сопротивления ОУ; $R_н$ — минимальное сопротивление нагрузки ОУ.

Расчет номиналов резисторов и конденсаторов производится по формулам табл. 4.20 после предварительного вычисления β_1 и β_2 (см. примечание). Неравенство $\beta_1\,(1+m) \geqslant m$ является контрольным. При больших входных токах ОУ необходимо учесть дополнительное ограничение (4.21) с заменой R_5 на $R_5 \| R_7$. Особенность настройки схемы указана в табл. 4.28.

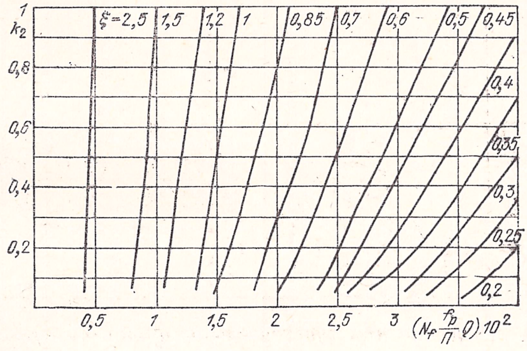


Рис. 4.11. Графики для оценки реализационных возможностей Р-звена (см. схему в табл. 4.21):

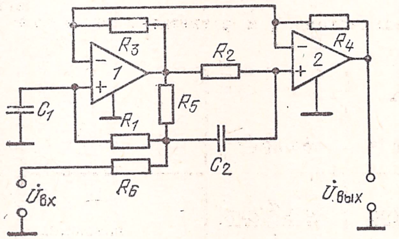
$$\xi=\frac{1}{b}\sqrt{1+k_1}$$

Низкочувствительная схема, реализующая частотные характеристики Р-звена (табл. 4.21). В отличие от аналогичных реализаций с двумя ОУ (см. табл. 4.19 и 4.20), рассматриваемая схема позволяет обеспечить любые конечные значения взаимного сдвига частот нуля и полюса. Низкая (меньше I) чувствительность добротности обеспечивается за счет увеличения влияния площади усиления (ОУ). Этот недостаток в некоторых практических разработках окупается «автоматическим» выполнением условия $d_z \approx 0$, что облегчает процесс настройки схемы и улучшает общую стабильность частотных характеристик проектируемого устройства.

Методика расчета звена мало чем отличается от рассмотренных ранее. На первом этапе по графикам рис. 4.11 через допустимое отклонение частоты полюса (смысл N_f поясняется в таблице, приведенной в четвертом квадранте рис. 4.7) определяются значения k_1 и k_2, что позволяет через соотношения, приведенные в примечании к табл. 4.21, найти оптимальные значения $\varkappa_p$, $\varkappa_z$, m и n. Причем, если существует «свобода выбора» значений k_1 и k_2, целесообразно пойти по пути увеличения параметра m. При расчете номиналов резисторов и конденсаторов схемы может возникнуть ситуация, когда истинные значения k_1 и k_2 будут сущест-

Таблица 4.21

Низкочувствительная схема, реализующая характеристики P-звена

Принципиальная схема	Условные обозначения и рекомендации
 R_3 R_2 R_4 1 2 C_1 R_1 R_5 C_2 R_6 $\dot{U}_{вх}$ $\dot{U}_{вых}$	Схема при низкой чувствительности добротности реализует произвольные конечные значения $b=f_z/f_p$. Уровень подавления сигнала на частоте f_z (значение параметра d_z) определяется конечностью коэффициента передачи ОУ$_1$: $k_1=R_6/R_1$; $k_2=R_5/R_2$; $m=R_2/R_1$; $n=C_2/C_1$; $\varkappa_p=\sqrt{R_5/R_6}$; $\varkappa_z=\sqrt{R_3/R_4}$; $\tau_1=R_1C_1$; $\tau_2=R_2C_2$; $H_1=(1+k_1+1/\varkappa_p^2)$; $H_2=(1-\varkappa_p^2)/[(1+\varkappa_p^2)+\varkappa_p^2k_1]$; $H_3=\varkappa_p^2k_1/[(1+\varkappa_p^2)+\varkappa_p^2k]$; $H_4=\varkappa_z^2(1+k_1)/b^2$; $d_z=\dfrac{H_1(\varkappa_z^2+1)}{b}\left(\dfrac{Q}{\mu_1}-\dfrac{Qf_z}{2\Pi_1}\right)$

Основные параметры идеализированной схемы

f_p	Q	f_z	M	$\lvert Z_1^-\rvert$, $\lvert Z_2^-\rvert$	$\lvert Z_1^+\rvert$	$\lvert Z_2^+\rvert$	$\lvert F_{\mu_2}\rvert$	$\lvert F_{\mu_1}\rvert$
$\dfrac{1}{2\pi\sqrt{mn}\,\tau_1}\dfrac{\varkappa_p}{\sqrt{1+k_2}}$	$\sqrt{mn}\dfrac{\varkappa_p\sqrt{1+k_2}}{\varkappa_p^2(1+k_1)+1}$	$\dfrac{\varkappa_z}{2\pi\tau_1\sqrt{mn}}$	$\dfrac{1+\varkappa_p^2}{\varkappa_p^2b^2}$	$R_3 \parallel R_4$	$\dfrac{R_1}{\sqrt{1+f^2\varkappa_p^2/mnf_p^2}}$	$\dfrac{R_2}{\sqrt{1+f^2mn\varkappa_p^2/f_p^2}}$	$\dfrac{\varkappa_z^2+1}{\varkappa_z^2}$	$F_{\mu_2}\dfrac{1-f^2/f_z^2}{1/\varkappa_z^2+f^2/f_z^2}$

Коэффициенты чувствительности основных параметров

l_i	C_1, C_2	R_1	R_2	R_3, R_4	R_5	R_6	μ_1	Π_1	μ_2	Π_2
$S_{l_i}^{f_p}$	$-0{,}5$	$-0{,}5$	$-\dfrac{0{,}5}{1+k_2}$	0	$\dfrac{1}{2}\dfrac{1}{1+k^2}$	$-\dfrac{1}{2}$	$\dfrac{1}{2}\dfrac{1}{\mu_1}\left(H_4-\dfrac{1}{\varkappa_p^2}\right)$	$\dfrac{Qf_p}{2\Pi_1}H_1\left(1+\dfrac{\varkappa_z^2}{b^2}\right)$	$\dfrac{1}{2\mu_2}\left(\dfrac{1}{\varkappa_p^2}+\dfrac{H_4}{\varkappa_z}\right)$	$\dfrac{Qf_p}{2\Pi_2}H_1\left(\dfrac{1}{b^2}-1\right)$

$S^{Q}_{l_i}$	$(-1)^{i+1}\,0,5$	$-\frac{1}{2}+H_3$	$-S^{f_p}_{R_2}$	0	$\frac{1}{2}\left(S^{M}_{R_2}+H_2-H_3\right)$	$-\frac{H_2+H_3}{2}$	$\frac{Q^2}{\mu_1}H_1\times\left(1+\frac{\varkappa_z^2}{b^2}\right)$	$\frac{Qf_p}{\Pi_1}\left(\frac{1}{\varkappa_p^2}-H_4\right)+S^{f_p}_{\Pi_1}$	$\frac{Q^2}{\mu_2}H_1\left(\frac{1}{b^2}-1\right)$	$-\frac{Qf_p}{\Pi_2}\left(\frac{H_4}{\varkappa_z^2}+\frac{\varkappa_p^{-2}}{1+k_2}\right)+S^{f_p}_{\Pi_2}$
$S^{f_z}_{l_i}$	$-0,5$	$-0,5$	$-0,5$	$(-1)^{i+1}\frac{1}{2}$	0	0	$\frac{1}{2}\,\frac{1}{\mu_1}\left(1+\varkappa_z^2\right)$	$\frac{Qf_p}{2\Pi_1}H_1\frac{\varkappa_z^2+1}{b^2}$	0	0
$S^{M}_{l_i}$	0	0	$\frac{k_2}{1+k_2}$	$(-1)^i$	$-S^{M}_{R_6}-S^{M}_{R_2}$	$\frac{-\varkappa_p^2}{1+\varkappa_p^2}$	0	0	0	0

Расчетные соотношения для резистивных и емкостных элементов схемы

Элемент схемы	C_1	R_1	C_2	R_2	R_5	R_6	R_3	R_4
Расчетное соотношение	$\frac{1}{2\pi Qf_pR_1H_1}$	$\frac{1}{2\pi Qf_pC_1H_1}$	$n\,C_1$	$m\,R_1$	$R_2\,k_2$	$\frac{R_5/\tau_1\tau_2}{4f_p^2\,\pi^2\,(1+k_2)}$	$R_4\varkappa_z^2$	$\frac{R_3}{\varkappa_z^2}$
Ограничения	$\geqslant 100$ пФ	$\leqslant 0,02R_{C_1}$	$\geqslant 100$ пФ	$>3R_{\text{н}}$, $\lesssim 0,02R_{C_2}$	$R_5+R_6>3R_{\text{н}}$, $\leqslant 0,02R_{C_2}$, $R_6>50R_{\text{г}}$		$>3R_{\text{н}}$, $\leqslant 0,02R_{C_1}$	$>3R_4$, $\leqslant 0,02R_{C_2}$

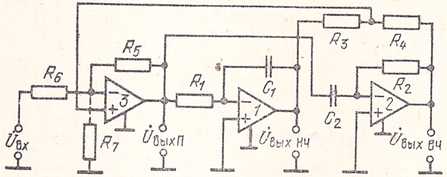
Примечание. Значения k_1 и k_2 выбираются из графиков рис. 4.11; оптимальные значения параметров проектирования находятся через соотношения:

$$\varkappa_p=\frac{1}{b}\sqrt{\frac{1+k_2}{1+k_1}};\quad \varkappa_z^2=b\,\frac{1}{\sqrt{(1+k_1)\,(1+k_2)}};\quad m=\frac{k_1\sqrt{1+k_2}}{bk_2\sqrt{1+k_1}};\quad n=\frac{Q^2\,(1+k_1)}{m}\left(\frac{1}{b}+\frac{b}{1+k_2}\right)^2;$$

R_{C_1}, R_{C_2} — входные синфазные сопротивления ОУ; $R_{\text{н}}$ — минимальное сопротивление нагрузки ОУ; $R_{\text{г}}$ — сопротивление источника сигнала.

Таблица 4.22

Схема, реализующая полиномиальные и квазиполиномиальные передаточные функции

Принципиальная схема	Условные обозначения и рекомендации
 R_6 R_5 R_7 3 R_1 C_1 1 R_3 R_4 C_2 R_2 2 $\dot{U}_{вх}$ $\dot{U}_{выхП}$ $\dot{U}_{вых НЧ}$ $\dot{U}_{вых ВЧ}$	Настоящая схема одновременно реализует частотные характеристики НЧ, ВЧ- и П-звеньев В отличие от схем с 1 и 2 ОУ низкая чувствительность добротности не приводит к ухудшению частотных свойств звена: $\tau_1=R_1C_1,\quad \tau_2=R_2C_2,\quad m=\frac{\tau_1}{\tau_2},\quad k=\sqrt{R_4/R_3},\quad \beta=\frac{R_6}{R_5+R_6}.$ Применение ОУ с большими входными токами требует подключения между общей шиной и неинвертирующими входами ОУ$_1$, ОУ$_2$ резисторов с сопротивлением R_1 и R_2 соответственно

Основные параметры идеализированной схемы

f_p	Q	$M_П$	$M_{НЧ}$	$M_{ВЧ}$	$Z_1^+,\ Z_2^+$	$\lvert Z_1^-\rvert$	$\lvert Z_2^-\rvert$	Z_3^-	Z_3^+	$T_{\mu_1}(j\omega)$	$T_{\mu_2}(j\omega)$	$T_{\mu_3}(j\omega)$
$\frac{\sqrt{mk}}{2\pi\tau_1}$	$\frac{1}{\beta}\frac{k}{k^2+1}\frac{1}{\sqrt{m}}$	$\frac{1}{\beta}-1$	$\left(1+\frac{1}{k^2}\right)(1-\beta)$	$1-\beta$	0 (R_i)	$\frac{R_1}{\sqrt{1+f^2mk^2/f_p^2}}$	$\frac{R_2}{\sqrt{1+f^2k^2/f_p^2}}$	$R_5\Vert R_6$	$R_3\Vert R_4$	$\frac{T_{НЧ}(j\omega)}{\mu_1(j\omega)}$	$\frac{T_{ВЧ}(j\omega)}{\mu_2}$	$\beta T_П(j\omega)$

Коэффициенты чувствительности основных параметров

l_i	$R_1,\ C_1,$ $R_2,\ C_2$	$R_3;\ R_4$	$R_5;\ R_6$	μ_1	$П_1$	μ_2	$П_2$	μ_3	$П_3$
$S_{l_i}^{f_p}$	$-\frac{1}{2}$	$(-1)^i\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_1}$	$\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_1}\frac{\sqrt{m}}{k}$	$\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_2}$	$\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_2}\frac{k}{\sqrt{m}}$	$-\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_3}$	$\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_3}\left(k+\frac{1}{k}\right)\sqrt{m}$
$S_{l_i}^{Q}$	$(-1)^i\frac{1}{2}$	$\frac{(-1)^i}{2}\frac{k^2-1}{k^2+1}$	$(-1)^{i+1}(1-\beta)$	$\frac{Q}{\mu_1}\frac{1}{\sqrt{m}}\frac{1}{k}$	$-\frac{f_p}{П_1}Q$	$\frac{Q}{\mu_2}\frac{k}{\sqrt{m}}$	$\frac{f_p}{П_2}Q$	$\frac{1}{\mu_3}$	$-\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_3}\left(k+\frac{1}{k}\right)\sqrt{m}$

Окончание табл. 4.22

$S^{M_{п}}_{l_i}$	0	0	$(-1)^{i+1}$	$-\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_1}$	$-\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_1}\frac{\sqrt{m}}{k}$	0	$-\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_2}\frac{k}{\sqrt{m}}$	0	0
$S^{M_{НЧ}}_{l_i}$	0	$\frac{(-1)^i}{k^2+1}$	$(-1)^{i+1}\beta$	0	0	$\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_2}$	$-\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_2}\frac{k}{\sqrt{m}}$	$\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_3}$	$\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_3}\left(k+\frac{1}{k}\right)\sqrt{m}$
$S^{M_{ВЧ}}_{l_i}$	0	0	$(-1)^{i+1}\beta$	$-\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_1}$	$-\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_1}\frac{\sqrt{m}}{k}$	$\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_2}$	0	$\frac{1}{2}\frac{1}{\mu_3}$	$\frac{1}{2}\frac{f_p}{П_3}\left(k+\frac{1}{k}\right)\sqrt{m}$

Расчетные соотношения для резистивных и емкостных элементов схемы

Элемент схемы	R_2	C_2	C_1	R_1	R_3	R_4	R_5
Расчетное соотношение	$\frac{k}{2\pi f_p \sqrt{m}\ C_2}$	$\frac{k}{2\pi f_p \sqrt{m}\ R_2}$	$\frac{m R_2 C_2}{R_1}$	$\frac{m R_2 C_2}{C_1}$	$\frac{R_4}{k^2}$	$k^2 R_3$	$R_6\left(\frac{Q\sqrt{m}\ (k^2+1)}{k}-1\right)$
Ограничения	$> 3R_{н}$, $\lesssim 0,02R_{C_2}$	> 100 пФ	> 100 пФ	$> 2R_{н}$, $\lesssim 0,02R_{C_1}$	$> 2R_{н} - R_4$ $\leqslant 0,02R_{C_3}$		$R_6 > 50R_{г}$, $> R_{н}$, $\leqslant 0,02R_{C_3}$

Примечание. Значения m и k выбираются из графиков рис. 4.12. Если на k не налагаются жесткие ограничения, то с точки зрения улучшения стабильности добротности и упрощения процесса настройки целесообразно выбрать $k=1$; R_{C_1}, R_{C_2}, R_{C_3} — синфазные входные сопротивления ОУ; $R_{н}$ — минимальное сопротивление нагрузки ОУ; $R_{г}$ — сопротивление источника сигнала. Для оценки поэлементной чувствительности значение глубины ООС определяется из соотношения $\beta = \frac{1}{Q}\ \frac{k}{k^2+1}\ \frac{1}{\sqrt{m}}$.

венно отличаться от принятых ранее и недопустимо деформировать частоту полюса и добротность, тогда расчет всех элементов (исключая R_3 и R_4) повторяется, а значение $\varkappa_z = 2\pi f_z \tau_1 \sqrt{mn}$ используется при определении R_3 и R_4.

При построении перестраиваемых фильтров, где в качестве элементов перестройки используются резисторы R_1 и R_2, степень деформации частотных характеристик на границах диапазона определяется через k_1 и k_2.

Особенности настройки звена указаны в табл. 4.28.

Низкочувствительная схема, реализующая полиномиальные и квазиполиномиальные передаточные функции (табл 4.22). Данная схема одновременно реализует частотные характеристики НЧ-, ВЧ- и П-звеньев. Такая особенность не только делает обсуждаемую реализацию универсальной, но и в некоторых случаях существенно облегчает настройку. В отличие от аналогичных схем с двумя ОУ, низкая чувствительность добротности не сопровождается ростом влияния инерционности активных элементов на основные параметры звена, причем влияние площади усиления ОУ$_1$ и ОУ$_2$ на добротность взаимокомпенсируется при $\Pi_1 = \Pi_2$

Расчет схемы полностью соответствует общей методике. Для оценки реализационных возможностей и определения параметров k и m используются графики рис. 4.12. Если существует свобода выбора параметров m и k, то для повышения общей стабильности добротности и упрощения процесса настройки необходимо выбрать $k = 1$. Для определения поэлементной чувствительности основных параметров звена дополнительно через Q определяется глубина ООС

$$\beta = \frac{1}{Q}\,\frac{k}{1+k^2}\,\frac{1}{\sqrt{m}}. \tag{4.24}$$

Номиналы резисторов и конденсаторов рассчитываются по соответствующим формулам табл. 4.22, причем, при каждом округлении необходимо уточнять k и m. Шумовые характеристики схемы в зависимости от вида передаточной функции определяются через T_{u_i} (jω), значения которых приведены в соответствующих графиках.

Настройка схемы осуществляется по рекомендациям табл. 4 27.

В силу большого числа степеней свободы схема имеет определенный «модернизационный ресурс», который можно целенаправленно использовать при решении практических задач. Например, в варианте П-звена коэффициент передачи $M_\text{п}$ зависит от реализуемой добротности, что может оказаться нежелательным при построении узкополосных многозвенных систем с низким уровнем шумов или при реализации перестраиваемых фильтров. Такую зависимость можно устранить, включив дополнительный резистор R_7 (на схеме показано пунктиром). Изменения основных формул и расчетных соотношений легко определяются без дополнительного анализа посредством следующих рассуждений:

1. Параметр $M_\text{п}$ имеет смысл коэффициента передачи звена на частоте полюса. Учитывая, что общий контур обратной связи на этой частоте не действует, $M_\text{п} = R_5/R_6$.

2. Изменение глубины отрицательной обратной связи определяется так же, как указано в табл. 4.22:

$$\beta = R_7 \,||\, R_6/(R_5 + R_6 \,||\, R_7) = (1 + M_\text{п} + R_5/R_7)^{-1}. \tag{4.25}$$

3. Чувствительность добротности к сопротивлению резисторов R_6 и R_7 определяется через $S^Q_{R_6}$ заменой R_6 на $R_\text{п} = R_6 || R_7$:

$$S^Q_{R_6} = S^Q_{R_\text{п}}\, S^{R_\text{п}}_{R_6} = M_\text{п}\,\beta;$$

$$S^Q_{R_7} = S^Q_{R_\text{п}}\, S^{R_\text{п}}_{R_7} = 1 - \beta\,(M_\text{п} + 1). \tag{4.26}$$

4. Сопротивления R_5, R_6, R_7 определяются через M и Q:

$$R_5 = M_{\text{п}} R_6 \, (R_6 > 50R_{\text{г}}, \; R_5 \lesssim 0{,}02 R_{C3});$$

$$R_7 = R_5 / \left[Q\,(k + 1/k)\sqrt{m} - (1 + M)\right] \quad R_7 < 0{,}02 R_{C3}. \tag{4.27}$$

5. При настройке добротности регулирующий элемент R_7^* включается последовательно с резистора R_7 (т. е. в ту ветвь, сопротивление которой влияет только на контролируемый параметр), причем подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. Значение сопротивления R_7^* определяется через δQ и $S_{R_7}^{Q}$:

$$R_7^* \geqslant R_7 \, \delta Q / [1 - \beta\,(1 + M_{\text{п}})]. \tag{4.28}$$

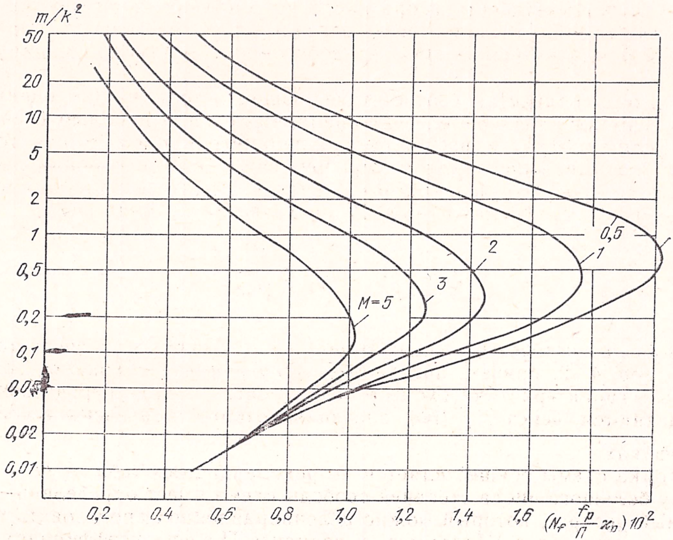


Рис. 4.12. Графики для оценки реализационных возможностей звена, схема которого дана в табл. 4.22

Схема Р-звена при $f_p < f_z$ (табл. 4.23). Данная схема относится к классу низкочувствительных реализаций, причем для получения высокой добротности не требуется разнесение номиналов частотно-задающих элементов и, следовательно, рост добротности не увеличивает влияние инерционности ОУ на частоты нуля и полюса.

Методика оценки реализационных возможностей и расчета схемы на I этапе проектирования в основном соответствует традиционной. Учитывая неоднозначность выбора параметров m, k, и $\varkappa_p$ при использовании графиков рис. 4.13 можно руководствоваться следующими соображениями.

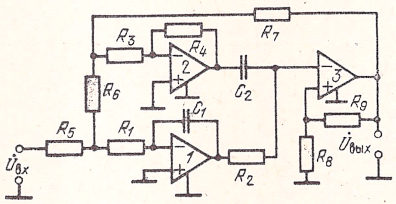
При заданном или желаемом (например, из требований динамического диапазона) коэффициенте передачи звена M значения $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$ определяются из соотношений: $\varkappa_p = \sqrt{(1 + M)/(b^2 M + 1)}$; $\varkappa_z = b\sqrt{(1 + M)/(b^2 M + 1)}$.

Если к M требований не предъявляется, то для обеспечения низкой элементной чувствительности при малых частотных сдвигах между нулем и полюсом (порядка нескольких процентов) желательно максимально приблизить $\varkappa_z$ к 1, а при больших сдвигах аналогичное условие налагаются на $\varkappa_p$. В обоих случаях вычисленные через $b = \varkappa_z/\varkappa_p$ значения $\varkappa_p < 1$ или $\varkappa_z > 1$. Полученный в результате выбора $\varkappa_p$ или $\varkappa_z$ коэффициент передачи звена $M = (1 - \varkappa_p^2)/(\varkappa_z^2 - 1)$.

При невысоких требованиях к δQ $(П)$ абсолютные назначения m и k можно выбрать из конструктивных соображений. Если требования к δQ $(П)$ высоки, то

Таблица 4.23

Схема P-звена с $f_z > f_p$

Принципиальная схема	Основные рекомендации и условные обозначения
	Схема характеризуется низкой чувствительностью. Применение ОУ с большими входными токами требует включения между неинвертирующими входами ОУ1 и ОУ2 и общей шиной резисторов R_1 и $R_3 \| R_4$. $\tau_1 = R_1 C_1$; $\tau_2 = R_2 C_2$; $m = \tau_1/\tau_2$; $k = \sqrt{R_4/R_3}$; $\varkappa_p = \sqrt{R_5/(R_5+R_6)}$; $\varkappa_z = \sqrt{(R_6+R_7)/R_7}$; $S^{f_p}_{R_8, R_9} = S^{f_z}_{R_8, R_9} = S^{M}_{R_8, R_9} = 0$; $S^{Q}_{R_8} = -S^{Q}_{R_9} = (\beta - 1)$; $\beta = R_8/(R_8+R_9)$; $d_z = \frac{1}{\mu_1}\,\frac{2k - \varkappa_z\sqrt{m}}{\varkappa_z\sqrt{m}} - \frac{1+k^2}{2\mu_2} + \frac{f_z}{\Pi_2}(1+k_2) - \frac{f_z}{2\Pi_1}\,\frac{2\sqrt{m}\,\varkappa_z + k}{\sqrt{m}\,\varkappa_z}$

Основные параметры идеализированной схемы

f_p	Q	f_z	M	$\|Z_2^-\|$	$\|Z_1^-\|$	$\|Z_3^-\|$	$\|Z_3^+\|$	$\|F_{\mu_1}\|$	$\|F_{\mu_2}\|$	$\|F_{\mu_3}\|$	H
$\frac{\sqrt{m}\,\varkappa_p}{2\pi\tau_1 k}$	$\frac{k}{\beta\sqrt{m}}\,\frac{\varkappa_p}{1+M}$	$\frac{\sqrt{m}\,\varkappa_z}{2\pi\tau_1 k}$	$\frac{R_7}{R_5+R_6}$	$R_3 \| R_4$	$\frac{R_1}{\sqrt{1+f^2 m\varkappa_p^2/k^2 f_p^2}}$	$R_8 \| R_9$	$\frac{R_2}{\sqrt{1+f^2\varkappa_p^2/k^2 m f_p^2}}$	$\beta\,\frac{\|\mu_1\|}{b^2}\,H$	$\beta\,\frac{\|\mu_2\|\,\varkappa_p f_p}{f\sqrt{m}\,k}\,H$	$\frac{1}{\beta}$	$\frac{b^2 - f^2/f_p^2}{1+f^2\varkappa_p^2/f_p^2\,k^2 m}$

Коэффициенты чувствительности основных параметров

l_i	R_1, R_2, C_1, C_2	R_3, R_4	R_5	R_6	R_7	μ_1	Π_1	μ_2	Π_2	μ_3	Π_3
$S^{f_p}_{l_i}$	$-\frac{1}{2}$	$(-1)^{i+1}\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}(1-\varkappa_p^2)$	$\frac{1}{2}(\varkappa_p^2-1)$	0	$\frac{1}{2}\mu_1$	$\frac{f_p k}{2\Pi_1\sqrt{m}\,\varkappa_p}$	$-\frac{k^2+1}{2\mu_2}$	$\frac{\beta f_p (k^2+1)}{2\Pi_2\sqrt{m}\,k}$	$\frac{1+M}{2\mu_3 k^2}$	$\frac{f_p\sqrt{m}\,(1+M)}{2\Pi_3 k\varkappa}$

$S^{Q}_{l_i}$	$(-1)^i \frac{1}{2}$	$(-1)^i \frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}+$ $+\frac{\varkappa_p^2(M-1)}{2(M+1)}$	$\frac{1}{2}\frac{M-1}{M+1}\times$ $\times(1-\varkappa_p^2)$	$-\frac{M}{M+1}$	$-\frac{Q k}{\mu_1 \sqrt{m}\, \varkappa_p}$	$\frac{f_p}{\Pi_1} Q$	$-\frac{k^2+1}{2\mu_2}$	$-Q\frac{f_p}{\Pi_2}(1+k^2)$	$\frac{1}{\beta}\;\frac{1}{\mu_3}$	$Q\frac{f_p(1+M)}{\Pi_3 k^2}$
$S^{f_z}_{l_i}$	$-\frac{1}{2}$	$(-1)^{i+1}\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\varkappa_z^2}\right)$	$\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\varkappa_z^2}-1\right)$	$\frac{1}{2}\;\frac{1}{\mu_1}$	$\frac{f_z k}{2\Pi_1 \sqrt{m}\, \varkappa_z}$	$-\frac{1}{2}\;\frac{k^2+1}{\mu_2}$	0	0	0
$S^{M}_{l_i}$	0	0	$-\varkappa_p^2$	$\varkappa_p^2-1$	1	0	0	0	0	0	0

Расчетные значения для емкостных и резистивных элементов схемы

Элемент схемы	C_1	R_1	C_2	R_2	R_4	R_3	R_5	R	R_7	R_9	R_8
Расчетное соотношение	$\frac{\sqrt{m}\, \varkappa_p}{2\pi f_p k R_1}$	$\frac{\sqrt{m}\, \varkappa_p}{2\pi f_p k C_1}$	$\frac{R_1 C_1}{m R_2}$	$\frac{R_1 C_1}{m C_2}$	$k^2 R_3$	$\frac{R_4}{k^2}$	$R_6 \frac{\varkappa_p^2}{1-\varkappa_p^2}$	$R_5\left(\frac{1}{\varkappa_p^2}-1\right)$	$\frac{R_6}{\varkappa_z^2-1}$	$R_8\left[Q\frac{\sqrt{m}}{k}\varkappa_p\times\right.$ $\left.\times\frac{b^2-1}{\varkappa_z^2-1}-1\right]$	$\frac{R_9 k(\varkappa_z^2-1)}{Q\sqrt{m}\,\varkappa_p(b^2-1)-k(\varkappa_z^2-1)}$
Ограничения	$>$ 100 пФ	$\lesssim 0{,}02 R_{C_2}$	$>$100пФ	$>2R_{\text{н}}$, $\leqslant 0{,}02 R_{C_3}$	$\leqslant 0{,}02 R_{C_2}$ $>2R_{\text{н}}$	$>R_7$, R	$< R_1$, $R_5+R_7>3R_{\text{н}}$	$< R_1$	$< R_3$, $R_5+R_7>3R_{\text{н}}$	$\lesssim 0{,}02 R_{C_3}$, $>3R_{\text{н}}$	$\lesssim 0{,}02 R_{C_3}$

Примечание. Значения m и k определяются из графиков рис. 4.13; $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$ **вычисляются из формул, приведенных в тексте;** R_{C_1}, R_{C_2}, R_{C_3} — входные синфазные сопротивления ОУ; $R_{\text{н}}$ — минимальное сопротивление **нагрузки ОУ.**

для взаимной компенсации влияния площадей усиления ОУ на добротность необходимо выполнить дополнительное условие $k = \sqrt{M+1}$, в результате чего диапазон возможных значений m определится однозначно. Глубина обратной связи β вычисляется через реализуемую добротность.

Номиналы элементов вычисляются в порядке следования расчетных соотношений табл. 4.23. Особенность настройки схемы отмечается в табл. 4.29.

Схема, реализующая Р-звено при $f_p \geqslant f_z$ (табл. 4.24). Качественные показания этой реализации полностью соответствуют Р-звену, рассмотренному ранее.

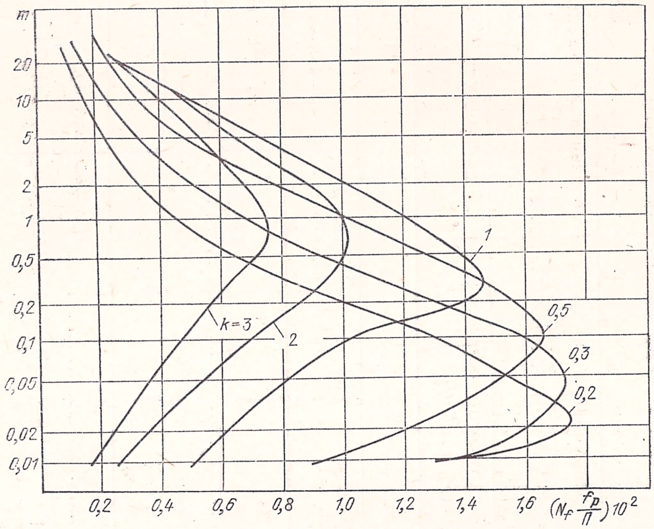


Рис. 4.13 Графики для оценки реализованных возможностей звеньев табл. 4.23—4.26

Оценка реализационных возможностей расчета схемы на I этапе проектирования производится по рекомендациям и расчетным соотношениям для Р-звена табл. 4.23. При этом для правильного использования графиков рис. 4.13 необходимо на оси абсцисс заменить $\varkappa_p$ на $1/\varkappa_p$. Параметры $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$ выбираются произвольно при выполнении условий $\varkappa_p > 1$; $\varkappa_z < 1$.

Если в проектируемой схеме необходимо обеспечить равенство частот нуля и полюса ($f_z = f_p$), то формулы для определения $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$ примут вид:

$$\varkappa_p = \sqrt{M/[(M+1)\,Q\sqrt{m}\,k+1]+1};$$

$$\varkappa_z = \sqrt{(M+1)\,Q\sqrt{m}\,k/[(M+1)\,Q\sqrt{m}\,k+1]}. \qquad (4.29)$$

Реализационные возможности оцениваются при $\varkappa_p = 1$.

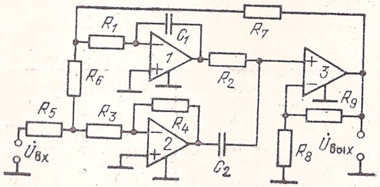
Номиналы резистивных и емкостных элементов определяются по формулам табл. 4.24, причем для $b = 1$ после уточнения параметров m и k необходимо с высокой степенью точности вычислить значения $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$. Выбор регулирующих элементов и настройка схемы осуществляются по данным табл. 4.29.

Схемы, реализующие Ф-и А-звенья (табл. 4.25 и 4.26). Настоящие схемы, в отличие от аналогичной реализации с двумя ОУ, являются низкочувствительными в том отношении, что не только чувствительность добротности, но и чувствительность затухания нуля (d_z) не превышают единицы.

Оценка реализационной возможности и расчет схем на I этапе проектирования соответствуют методикам, изложенным для реализаций табл. 4.24 и 4.23 соответственно. Параметры $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$ определяются из соотношений

Таблица 4.24

Схема, реализующая Р-звено $f_p \geqslant f_z$

Принципиальная схема	Условные обозначения
 R_1 R_2 R_3 R_4 R_5 R_6 R_7 R_8 R_9 C_1 C_2 1 2 3 $\dot{U}_{вх}$ $\dot{U}_{вых}$	Основные рекомендации и условные обозначения приведены в табл. 4.23. Подлежат замене $\varkappa_p=\sqrt{(R_5+R_6)/R_5}$; $\varkappa_z=\sqrt{R_7/(R_6+R_7)}$. Основные параметры идеализированной схемы соответствуют табл. 4.23: $M=(R_6+R_7)/R_5$

Коэффициенты чувствительности основных параметров

l_i	$R_1,\ R_2,\ C_1,$ $C_2,\ R_3,\ R_4$	R_5	R_6	R_7	$\mu_1,\ П_1,\ \mu_2,\ П_2,\ \mu_3,\ П_3$
$S_{l_i}^{f_p}$	См. табл. 4.23	$\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\varkappa_p^2}-1\right)$	$\frac{1}{2}\left(1-\frac{1}{\varkappa_p^2}\right)$	0	В выражениях для коэффициентов чувствительности (см. табл. 4.23) необходимо заменить $\varkappa_p$ на $1/\varkappa_p$
$S_{l_i}^{Q}$	$(-1)^i\,\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}\left(\frac{1}{\varkappa_p^2}+\frac{M-1}{M+1}\right)$	$\frac{M}{M+1}\times$ $\times\left(\frac{\varkappa_p^2}{2}+\frac{\varkappa_z^2}{2}-1\right)$	$-\frac{M\varkappa_z^2}{1+M}$	

Окончание табл. 4.24

$S^{f_z}_{l_i}$	См. табл. 4.23	0	$\frac{1}{2}(\varkappa_z^2-1)$	$\frac{1}{2}(1-\varkappa_z^2)$	В выражениях для коэффициентов чувствительности (см. табл. 4.23) необходимо заменить $\varkappa_p$ на $1/\varkappa_p$
$S^{M}_{l_i}$	0	—1	$1-\varkappa_z^2$	$\varkappa_z^2$	0

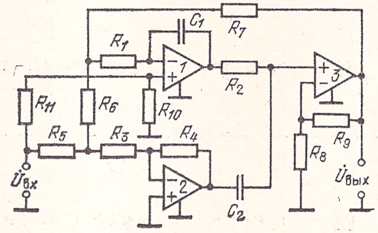
Расчетные соотношения для емкостных и резистивных элементов схемы

Элемент	C_1, R_1, C_2, R_2, R_3, R_4	R_5	R_6	R_7	R_9
Расчетное соотношение	См. табл. 4.23	$\frac{R_6}{\varkappa_p^2-1}$	$R_5(\varkappa_p^2-1)$	$\frac{R_6\varkappa_z^2}{1-\varkappa_z^2}$	$R_8\frac{Q\sqrt{m}(1+M)-k\varkappa_p}{k\varkappa_p}$
Ограничения	См. табл. 4.23	$< R_3$ $R_5+R_7 > 3R_н$	$< R_1$	$< R_1$ $R_5+R_7 > 3R_н$	$\lesssim 0{,}02R_{C_3}$ $> 3R_н$

Примечание. Значения m и k определяются из графиков рис. 4.13; $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$ определяются из соотношений, приведенных в тексте; R_{C_1}, R_{C_2}, R_{C_3} — входные синфазные сопротивления ОУ; $R_н$ — минимальное сопротивление нагрузки ОУ.

Таблица 4.25

Схема, реализующая Ф- и А-звенья

Принципиальная схема	Условные обозначения
 C_1 R_7 R_1 -1 $+$ R_2 $+3$ $-$ R_{11} R_6 R_{10} R_5 R_3 R_4 R_9 R_8 -2 $+$ $\dot U_{вх}$ $\dot U_{вых}$ C_2	$\tau_1=R_1C_1$, $\tau_2=R_2C_2$; $m=\tau_1/\tau_2$, $k=\sqrt{R_4/R_3}$; $\varkappa_p=\sqrt{(R_5+R_6)/R_5}$; $\beta=R_8/(R_8+R_9)$; $\varkappa_z=\sqrt{R_7/(R_6+R_7)}$; $\beta_0=R_{10}/(R_{10}+R_{11})$. При больших входных токах неинвертирующий вход ОУ 2 и общую шину соединить через резистор $R_3 \parallel R_4$

Основные параметры идеализированной схемы

f_p, Q, f_z	M	d_z	$\lvert Z_1^-\rvert$, $\lvert Z_2^-\rvert$, $\lvert Z_3^-\rvert$, $\lvert Z_3^+\rvert$	$\lvert Z^+\rvert$	$\lvert F_{\mu_3}\rvert$
См. табл. 4.24	$\dfrac{R_6+R_7}{R_5}$	$-\beta\dfrac{\sqrt{m}}{k}\dfrac{1+m}{\varkappa_z M}$	См. табл. 4.24	$R_{10}\parallel R_{11}$	$\dfrac{1}{\beta}$

Примечание. Параметры $\lvert F_{\mu_1}\rvert$ и $\lvert F_{\mu_2}\rvert$ определяются из соотношений:

$$\lvert F_{\mu_1}\rvert=\frac{\lvert\mu_1\rvert\beta\sqrt{(1-f^2/f_p^2)^2+d_z^2f^2/f_p^2}}{\sqrt{\left(\dfrac{M}{\varkappa_p^2}+\beta_0\dfrac{f^2}{f_p^2}\right)^2+\dfrac{f^2M^2}{m\varkappa_p^2k^2f_p^2}}};\quad \lvert F_{\mu_2}\rvert=\frac{\lvert\mu_2\rvert(\beta/k)\sqrt{(1-f^2/f_p^2)^2+d_z^2f^2/f_p^2}}{\sqrt{\left[\dfrac{\beta_0}{\beta}k-\dfrac{f^2\varkappa_z^2}{f_p^2\varkappa_p}\right]^2+\dfrac{f^2}{f_p^2}\left[\dfrac{\sqrt{m}\,\varkappa_z^2}{\varkappa_p}+\dfrac{\beta_0}{\beta}(k+\sqrt{m}\,\varkappa_p)\right]^2}}$$

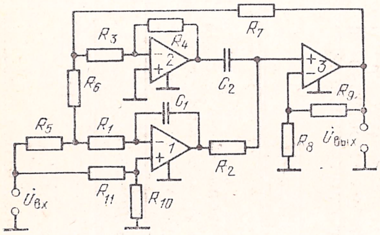
Коэффициенты чувствительности параметра d_z

R_1, R_2, C_1, C_2, R_3, R_4	R_{10}, R_{11}	$\varkappa_p$	$\varkappa_z$	k	μ_1	$П_1$	μ_2	$П_2$
$(-1)^{i+1}\dfrac{1}{2}$	$(-1)^i(1-\beta_0)$	$\dfrac{\ }{M+1}$	$\dfrac{M-1}{M+1}\dfrac{\varkappa_z^2-1}{2}$	$\dfrac{\varkappa_z^2(M-\ )}{2(M-1)}-\dfrac{\ }{2}$	$\dfrac{-k/\sqrt{m}}{\mu_1\varkappa_z d_z}$	$\dfrac{f_z}{П_1d_z}$	$\dfrac{-(1+k^2)}{2\mu_2}$	$-\dfrac{f_z}{П_2}\dfrac{1+k^2}{d_z}$

Примечание. Параметры μ_3 и $П_3$ на d_z не влияют. Коэффициент чувствительности остальных параметров приведены в табл. 4.24.

Таблица 4.26

Схема, реализующая Ф- и А-звенья

Принципиальная схема	Рекомендации
 R_7 R_3 R_4 2 C_2 3 R_6 R_9 C_1 R_5 R_1 1 R_8 $\dot{U}_{вых}$ R_2 $\dot{U}_{вх}$ R_{11} R_{10}	Условные обозначения и формулы приведены в табл. 4.24. Выражения для коэффициентов чувствительности f_p, f_z, M и Q даны в табл. 4.23. $\varkappa_p=\sqrt{R_5/(R_5+R_6)}$; $M=R_7/(R_5+R_6)$; $\varkappa_z=\sqrt{(R_7+R_6)/R_7}$

$$\varkappa_p=\sqrt{(M+1)\,\frac{\sqrt{mk}+(d_z\,k^2+1/Q)}{(1+M)\sqrt{mk}+(d_z\,k^2+1/Q)}};$$
$$\varkappa_z=\sqrt{\frac{(1+M)\sqrt{mk}}{(1+M)\sqrt{mk}+(d_z\,k^2+1/Q)}}, \tag{4.30}$$

причем для схемы табл. 4.25 $k<\sqrt{1/d_zQ}$, а для схемы табл. 4.25 знак неравенства противоположен. Настоящие ограничения на параметр k в схеме табл. 4.25 в некоторых случаях препятствуют взаимной компенсации влияния площадей усиления операционных усилителей на добротность.

Номиналы резистивных и емкостных элементов рассчитываются для схемы табл. 4.25 по формулам табл. 4.24, а для схемы табл. 4.26 — по аналогичным формулам табл. 4.23. Значения R_{10} и R_{11} для всех схем определяются из выражения

$$R_{11}=R_{10}\left(1-\frac{\sqrt{m}}{kd_z}\,\frac{1+M}{\varkappa_z M}\right)\ (R_{11}>3R_н;\ \ R_{10}\leq 0{,}02R_{C1}). \tag{4.31}$$

Настройка схем производится по рекомендациям табл. 4.29.

4.8. ОСОБЕННОСТИ НАСТРОЙКИ *ARC*-ЗВЕНЬЕВ С РЕШАЮЩИМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

В звеньях с решающими усилителями можно использовать как амплитудный, так и фазовый методы измерения параметров. Целесообразность применения конкретного метода определяется требуемой точностью настройки, возможностью парка контрольно-измерительной аппаратуры, инженерным опытом разработчика, конструктивным оформлением изделия и т. п. В качестве регулирующих элементов в этих звеньях достаточно использовать только потенциометры, что не только упрощает процесс настройки, но и повышает общую стабильность селективной системы.

В табл. 4.27, 4.28, 4.29 для всех звеньев указываются места подключения регулировочных потенциометров, обеспечивающих в процессе настройки нужное значение основных параметров, приведены необходимые расчетные соотношения, отмечаются особенности процесса настройки. Используя структурную полноту звеньев с решающими усилителями, заключающуюся в наличии промежуточных узлов, где воспроизводятся разнообразные частотные характеристики, можно либо существенно упростить настройку, либо при данной аппаратуре повысить возможную точность регулировки параметров. Так, в схемах табл. 4.18 и 4.22 на од-

Таблица 4.27

Настройка схем, воспроизводящих полиномиальные и квазиполиномиальные передаточные функции

Схема	Регулируемый параметр		Примечание
	f_p	Q	
Табл. 4.16 и 4.17	Последовательно с R_2. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$. $R_2^* \geqslant 2\,R_2\,\delta f_p$	Последовательно с R_3. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R_3^* \geqslant \dfrac{R_3\,(\delta Q + \delta f_p)}{(1-\beta_1)\,[\eta\,(m+1)-1]}$	Первоначально с заданной точностью обеспечивается нужное положение частоты полюса. Регулировка добротности не изменяет f_p
Табл. 4.16 и 4.17 ($\beta_1 = \beta_2 = 1$)	Последовательно с R_1 и R_2. Подвижной контакт первого потенциометра соединяется с источником сигнала, а второго — с выходом ОУ$_1$. $R_1^* \geqslant R_1\,(\delta R_1 + \delta C_1)$; $R_2^* \geqslant R_2\,(\delta R_2 + \delta C_2)$, где δR_i, δC_i — полные нестабильности		Процесс настройки — итерационный. Если первоначальное значение добротности превышает заданное, то регулировку целесообразно начинать с ветви, в которую включен R_2
Табл. 4.18	Последовательно с R_6. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R_6^* \geqslant 2\,\delta f_p\,R_6/(1-\beta_2)$	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant R_4\,(\delta Q + \delta f_p)/(\eta - 1)$	Первоначально настраивается частота полюса, и только после достижения необходимой точности f_p регулируется добротность. Процесс настройки — неитерационный

Окончание табл. 4.27

Схема	Регулируемый параметр		Примечание
	f_p	Q	
Табл. 4.18 ($\beta_2=1$)	Последовательно с R_2. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$. $R_2^* \geqslant 2\,\delta f_p R_2$	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant \dfrac{R_4[\delta Q+\delta f_p(2\eta-1)]}{\eta-1}$	Первоначально с заданной точностью настраивается частота полюса. Последующее изменение добротности не влияет на достигнутое значение f_p
Табл. 4.18 ($\beta_2=1$, $\beta_1=1$)	Последовательно с R_1 и R_2. Подвижные контакты соединяются с соответствующими выходами ОУ. $R_1^* \geqslant R_1(\delta R_1+\delta C_1)$, $R_2^* \geqslant R_2(\delta R_2+\delta C_2)$, где δR_i, δC_i — полные нестабильности соответствующих элементов.		Первоначально с точностью частоты полюса резистором R_1^* настраивается абсолютная ширина полосы пропускания П-звена по уровню —3 дБ. Резистором R_2^* обеспечивается нужное положение f_p или значение Q
Табл. 4.22	Последовательно с $R_3(R_4)$ Подвижный контакт соединяется в выходом ОУ$_1$ (ОУ$_2$). $R_3^* \geqslant 2R_3\,\delta f_p$ $(R_4^* \geqslant 2\,R_4\,\delta f_p)$	Последовательно с R_6. Подвижный контакт соединяется со входом устройства. $R_6^* \geqslant R_6 \dfrac{\delta Q}{1-\beta}$	Первоначально настраивается f_p и после этого Q. Если $k=1$, то изменение в процессе настройки частоты полюса в пределах 10% не влияет на добротность. Процесс настройки — неитерационный

ном из выходов ОУ всегда воспроизводятся частотные характеристики П-звена и, следовательно, контроль параметров полюса передаточной функции можно производить по этому выходу. В схемах табл. 4.19, 4.20 эти частотные характеристики образуются при отключении входного резистивного делителя напряжения. В универсальной схеме табл. 4.22 помимо отмеченных передаточных функций на неинвертирующем входе масштабного усилителя реализуется функция R-звена ($f_z = f_p$), поэтому при амплитудном методе измерения параметров можно контролировать низкий уровень сигнала и, следовательно, повысить точность настройки.

Звенья с двумя ОУ, имеющие большой коэффициент регенерации ($Q > 5Q_{\text{нач}}$), в силу высокой чувствительности практически всегда требуют настройки основных параметров. В низкочувствительных схемах иногда можно устранить настройку Q и d_z или, по крайней мере, существенно уменьшить требования к ее точности и, следовательно, к разрешающей способности регулировочных потенциометров. В звеньях табл. 4.21, 4.23, 4.24 затухание d_z не регулируется, поэтому для реализации высокого уровня подавления сигнала на частоте нуля необходимо использовать конденсаторы с низкими потерями (например, типа К71-7).

При настройке Ф- и А-звеньев в схемах табл. 4.26, 4.25 целесообразно первоначально отключить входной резистивный делитель, а в схеме табл. 4.19 выполнить аналогичный делитель в варианте Р-звена. Частоты нуля и полюса, а также добротность настраиваются, как и в Р-схемах, причем в реализациях 4.26, 4.25 настраиваемое значение f_z должно отличаться в $1/\sqrt{1 + d_z k/\varkappa_z \sqrt{m}}$ раз от расчетного значения.

Разрешающая способность регулировочных элементов находится через необходимую точность контролируемого параметра в соответствии с рекомендациями и расчетными соотношениями подразд. 4.3. Применение конкретного типа потенциометра определяется не только разрешающей способностью, но и в значительной степени зависит от конструктивных принципов реализации устройства и технологии настройки. Однако, если нет ограничений и специальных требований, целесообразно ориентироваться на микропроволочные потенциометры, позволяющие обеспечить высокую точность настройки.

4.9. ПРИМЕР РАСЧЕТА ФИЛЬТРА НА ЗВЕНЬЯХ С РЕШАЮЩИМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

Пусть к полосовому фильтру предъявляются следующие требования:

1) $a_{\max} = 3$ дБ в полосе частот 23, 9 кГц $\leqslant f_{-\varkappa} \leqslant f \leqslant f_{\varkappa} = 26{,}1$ кГц ($f_0 = 24{,}976$ кГц);

2) $a_{\min} = 40$ дБ в полосе частот $f \leqslant f_{-k} = 21{,}6$ кГц; $f \geqslant f_k = 28{,}88$ кГц;

3) нестабильность АЧХ в полосе пропускания не должна превышать 35% в диапазоне температур 10 — 40°С;

4) напряжение шумов фильтра в полосе пропускания должно быть не более 0,7 мВ.

Согласно методике, рассмотренной в разд. 2 и 3, проектирование такого фильтра состоит из следующих этапов решения аппроксимационной задачи, компоновки полюсно-нулевых пар и определения последовательности включения звеньев, выбора схем отдельных звеньев и определения стабильности их параметров, расчета схем, оценки шумовых свойств фильтра.

Решение аппроксимационной задачи. Учитывая, что требования к асимптотическому затуханию фильтра в полосе задерживания не предъявляются, целесообразно с точки зрения снижения порядка, максимальной добротности и, следовательно, повышения стабильности частотных характеристик использовать аппроксимирующие функции с нулями передачи. По табл. 3.5 и 3.6 определяем координаты нулей и полюсов НЧ-прототипа, предварительно вычислив его параметры $\Omega_{\text{к}} = 3{,}309$; $a_{\max} = 3$ дБ; $a_{\min} = 40$ дБ и проверив условие геометрической симметрии.

Согласно соотношениям, приведенным на с. 121, осуществляем переход от НЧ-прототипа к полосовому фильтру. Результаты решения задачи приведены в табл. 4.30, из которой видно преимущество инверсного чебышевского фильтра.

Таблица 4.28

Настройка Р-, Ф- и А-звеньев с двумя операционными усилителями

Схема	Регулируемый параметр				Примечание
	f_z	d_z	f_p	Q	
Табл. 4.19 (R-звено, $f_p \geqslant f_z$)	Последовательно с R_2. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$. $R_2^* \geqslant 2\delta f_z R_2$	Последовательно с R_7. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R_7^* \geqslant 2R_7 \left[\frac{m}{1+m}\delta f_z + \frac{(1/b-b)(\delta Q+\delta f_p)}{1+m\eta/b^2(\eta-1)} + \frac{1}{2}\delta R_7 + \frac{1}{2}\delta R_5\right]$	Последовательно с R_6. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R^* \geqslant 2\delta f_p$. $R_6^* \geqslant R_3\, 2QП/3f_p\ (\beta_2 = 1,\ b = 0)$	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant R_4(\delta Q + \delta f_p)/(\eta - 1)$	Первоначально настраивается f_z, вторым контролируемым параметром является f_p. Если $f_z = f_p$ $(b=0)$, то R_4^* выполняется из двух одинаковых по сопротивлению резисторов, один из которых постоянный, а другой — переменный. В конце настройки контролируется d_z
Табл. 4.19 ($\beta_1 = 1$; R-звено, $f_p \geqslant f_z$)	Последовательно с R_1. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$. $R_1^* = 2R_1\delta f_z$	Последовательно с R_7. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R_7^* \geqslant R_7\left[\frac{2m}{1+m}\delta f_z + \delta R_7 + \delta R_5\right]$	Последовательно с R_6. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R_6^* \geqslant 2\delta f_p R_6/(1-\beta_2)$; $R_6^* \geqslant 2R_3 QП/3f_p (b=0)$	Последовательно с R_2. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_2^* \geqslant R_2 \cdot 2\delta Q$	Первоначально настраивается нужное значение b. Особенность настройки f_p при $b=0$ приведена ранее. Настройка f_z и Q производится итерационно. После настройки d_z проверяются f_z и Q

Табл. 4.20 (R-звено, $f_p < f_z$)	Последовательно с R_6. Подвижный контакт соединяется со входом схемы. $R_6^* \geqslant R_6 \frac{b^2-\beta_2}{2b^2} (\delta R_3 + \delta R_6)$	Последовательно с R_7. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R_7^* \geqslant R_7 (\delta R_7 + \delta R_5 + 2\delta f_p)$	Последовательно с $R_2(R_1)$. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$(ОУ$_2$). $R_2^* \geqslant 2R_2 \delta f_p$ $(R_1^* \geqslant 2R_1 \delta f_p)$	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant R_4 \frac{\delta Q}{\eta - 1}$	Первоначально регулировкой R^* обеспечивается $d_z = 0$, а R_6^* — нужное значение b. Затем реализуется алгоритм настройки схемы табл. 4.3. Общий процесс настройки носит итерационный характер
Табл. 4.20 ($\beta_1 = 1$; R-звено, $f_p < f_z$)	Последовательно с R_6. Подвижный контакт соединяется со входом схемы. $R_6^* \geqslant R_6 \frac{b^2-\beta_2}{2b^2} \times (\delta R_3 + \delta R_6)$	Последовательно с R_7. Подвижный контакт соединяется с общей шиной устройства. $R_7^* \geqslant R_7 (\delta R_7 + \delta R_5 + 2\delta f_p)$	Последовательно с R_2. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$ $R_2^* \geqslant 2R_2 (\delta f_p + \delta Q)$	Последовательно с R_1. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_1^* \geqslant 2R_1 (\delta f_p + \delta Q)$	Первоначально регулировкой R^* обеспечивается $d_z = 0$, а R_6^* — нужное значение b. Настройка f_p и Q — итерационная. После настройки f_p процесс повторяется
Табл. 4.21 (низкочувствительное R-звено)	Последовательно с $R_3(R_4)$. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$ (ОУ$_2$). $R_3^* \geqslant 2R_3 \delta f_z$ $(R_4^* \geqslant 2R_4 \delta f_z)$	=	Последовательно $R_6(R_5)$. Подвижный контакт соединяется со входом (выходом ОУ$_1$). $R_6^* \geqslant 2R_6 \delta f_p$ $(R_5^* \geqslant 2R_5 (1+k_2) \delta f_p)$	Последовательно с $R_2(R_1)$. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_1$ (с C_2) $R_2^* \geqslant 2R_2 (1+k_2) \delta Q \times (R_1^* \geqslant 2R_1 \mid (2H_3 - 1) \mid \delta Q)$	Последовательность настройки следующая: первым параметром настраивается Q, затем f_p и, наконец, Q. Если начальное отклонение f_p велико (20—30%), то f_p и Q настраиваются итерационно, причем первым контролируемым параметром является частота полюса

Таблица 4.29

Настройка R-, Ф- и А-звеньев с тремя операционными усилителями

Схема	Регулируемый параметр				Примечание
	f_z	d_z	f_p	Q	
Табл. 4.22 ($2-\varkappa_p<\varkappa_z$)	Последовательно с R_7. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_3$. $R_7^* \geqslant 2R_7 \frac{\varkappa_z^2(\delta f_z+\delta f_p)}{\varkappa_z^2-1}$	=	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant 2R_4\, \delta f_p$	Последовательно с R_8. Подвижный контакт соединяется с общей шиной. $R_8^* \geqslant R_8 \frac{\delta Q}{1-\beta}$	Для обеспечения неитерационного процесса настройки необходимо первоначально регулировать f_p и затем f_z. Последним контролируемым параметром является добротность
Табл. 4.23 ($2-\varkappa_p>\varkappa_z$)	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant 2R_4\, \delta f_z$	=	Последовательно с R_5. Подвижный контакт соединяется со входом схемы. $R_5^* \geqslant 2R_5 \frac{\delta f_p+\delta f_z}{1-\varkappa_p^2}$	Последовательно с R_8. Подвижный контакт соединяется с общей шиной. $R_8^* \geqslant R_8 \frac{\delta Q}{1-\beta}$	Для устранения итераций в процессе настройки регулировка параметров начинается с f_z и заканчивается добротностью
Табл. 4.24 ($\varkappa_p<2-\varkappa_z$)	Последовательно с R_7. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_3$. $R_7^* \geqslant 2R_7 \frac{\delta f_z+\delta f_p}{1-\varkappa_z^*}$	=	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant 2R_4\, \delta f_p$	Последовательно с R_8. Подвижный контакт соединяется с общей шиной. $R_8^* \geqslant R_8 \frac{\delta Q}{1-\beta}$	Неитерационный процесс реализуется в случае, если первоначально регулируется f_p. Настройка заканчивается контролем добротности

Окончание табл. 4.29

Схема	Регулируемый параметр				Примечание
	f_z	d_z	p	Q	
Табл. 4.24 $(\varkappa_p > 2 - \varkappa_z)$	Последовательно с R_4. Подвижный контакт соединяется с выходом ОУ$_2$. $R_4^* \geqslant 2R_4\,\delta f_z$	=	Последовательно с R_5. Подвижный контакт соединяется со входом схемы. $R_5^* \geqslant 2R_5 \times$ $\times \dfrac{\varkappa_p^2\,(\delta f_p + \delta f_z)}{\varkappa_p^2 - 1}$	Последовательно с R_8. Подвижный контакт соединяется с общей шиной. $R_8^* \geqslant R_8\,\dfrac{\delta Q}{1-\beta}$	Для устранения итерации в процессе настройки регулировка параметров начинается с f_z и следует далее через f_p к Q
Табл. 4.25 и 4.26	Согласно рекомендациям для схем табл. 4.8 и 4.9	Последовательно с R_{10}. Подвижный контакт соединяется с общей шиной. $R_{10}^* \geqslant R_{10}\,\dfrac{\delta d_z}{1-\beta_0}$	Согласно рекомендациям для схем табл. 4.8 и 4.9	Согласно рекомендациям для схем табл. 4.8 и 4.9	Согласно рекомендациям для схем табл. 4.8 и 4.9. Последним параметром контролируется d_z

Таблица 4.30

Варианты реализации полосового фильтра

Фильтр	НЧ-прототип	Полосовой фильтр
Инверсный чебышевский ($n=3$ $\Omega_k=3{,}00944$)	$\Lambda_0=3{,}457006$ $\Lambda_1=-0{,}484969\pm$ $\pm j\pm0{,}890595$ $\Lambda_2=-2{,}060225$	$f_p=25{,}974$ кГц; $Q_1=23{,}45$; $f_{z1}=29{,}062$ кГц $f_{p2}=24{,}017$ кГц; $Q_2=23{,}45$; $f_{z2}=21{,}464$ кГц $f_{p3}=24{,}976$ кГц; $Q_3=10{,}72$
Золотарева — Кауэра ($n=3$, $\Omega_k=1{,}98024$)	$\Lambda_0=2{,}246784$ $\Lambda_1=-133939\pm$ $\pm j\pm0{,}919473$ $\Lambda_2=-0{,}323146$	$f_{p1}=26{,}007$ кГц; $Q_1=84{,}91$; $f_{z1}=27{,}567$ кГц $f_{p2}=23{,}986$ кГц; $Q_2=84{,}91$; $f_{z2}=22{,}629$ кГц $f_{p3}=24{,}976$ кГц; $Q_3=35{,}17$

Фильтр Золотарева — Кауэра имеет избыточную селективность (см. численное значение $\Omega_к$) большую добротность полюсов и, следовательно, более низкую стабильность характеристик.

Компоновка полюсно-нулевых пар и размещение звеньев. Согласно методике, описанной в подразд. 2.8 для оптимальной компоновки полюсно-нулевых пар составляется табл. 4.31, из которой определяется лучшая последовательность — 3,54; 3,35; 4,06.

Для обеспечения минимального уровня шума в полосе пропускания согласно рекомендациям (см. подразд. 2.8) в качестве первой секции фильтра используется Р-звено с $f_z > f_p$, а последней — П-звено. Дополнительно потребуем, чтобы $M_1 = M_2 = M_3 = 1$.

Определение требований к стабильности параметров звеньев. Выбор класса звеньев. В общем случае рассмотренные этапы проектирования *ARC*-схемы могут выполняться по рекомендациям, данным в подразд. 2.5 и 4.2 отдельно. Однако при высоких добротностях и жестких требованиях к стабильности частотных характеристик целесообразно их совместное рассмотрение.

В силу низкой чуствительности АЧХ фильтра к добротности будем считать, что под действием дестабилизирующих факторов изменяются только частоты нулей и полюсов. По предварительно построенным графикам (рис. 4.14) чувстви-

Таблица 4.31

Варианты компоновки полюсно-нулевых пар

Полюсы	Нули		
	z_1	z_2	z_3
p_1	$\boxed{3{,}54}$	3,74	4,74
p_2	4,07	$\boxed{3{,}35}$	4,74
p_3	4,06	2,9	$\boxed{4{,}06}$

тельности АЧХ к нестабильности f_{p_i} и f_{z_i} определяем «горячие точки», которые в данном случае примерно соответствуют частотам f_{p_1} и f_{p_2} и равенству модулей δf_{p_i} и δf_{z_i}. Тогда $\delta f_{p_i} \leqslant 1\%$.

Оценим предельные реализационные возможности схем с одним ОУ. Применение прецизионных резисторов и конденсаторов (α_R и $\alpha_c \approx 5 \cdot 10^{-5}$) при $b = f_z/f_p = 1{,}22$ (см. табл. 4.6, 4.7) дает $\delta f_{p\max}(\alpha_R, \alpha_c) = 0{,}3\%$. Пусть согласно рекомендациям подразд. 4.2 нестабильность за счет старения составляет 0,2%. Тогда нестабильность частоты полюса, вызванная изменением площади усиления операционного усилителя, $\delta f_p(\alpha_n) \leqslant 0{,}5\%$. Будем считать, что возможно применение высокочастотных ОУ серии 140УД1Б ($П \approx 2200$ кГц). По графикам оценки предельных возможностей схем с одним ОУ (см. рис. 4.4) определяем через предварительно вычисленное значение $N_f = 1$ диапазон изменения параметра m ($15 \geqslant m \geqslant 3$). Для обеспечения более высокой стабильности добротности выбираем такое значение m, при котором коэффициент регенерации минимальный ($\eta_{\min} = 10$). Тогда $\delta Q_{\text{мак}} = 10{,}9\%$. Анализ полученного результата показывает, что в силу высокой нестабильности добротности деформация АЧХ фильтра будет превышать заданную ($S_{Q_i}^{m_i(j\omega)}$ на этих частотах максимально).

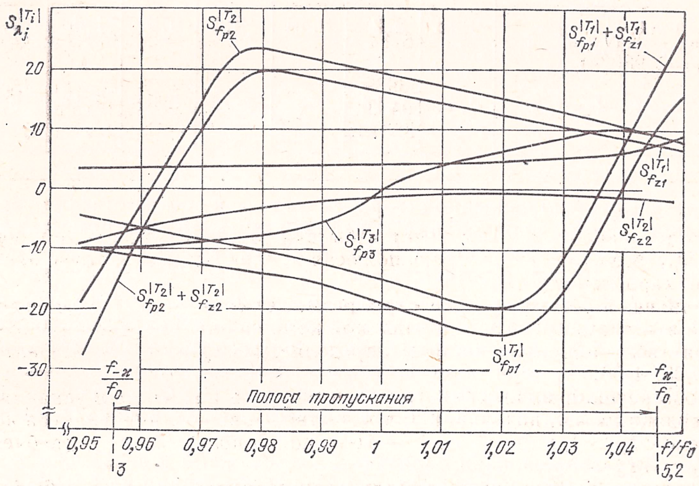


Рис. 4.14. Графики для оценки чувствительности АЧХ трехзвенного полосового фильтра

Аналогичный результат ($\delta Q_{\max} = 7{,}5\%$) получается для высокочувствительных схем с двумя ОУ. Применение низкочувствительных звеньев с двумя ОУ (см. табл. 4.21) невозможно в силу недопустимого (в Q раз больше) влияния площади усиления на нестабильность частоты полюса.

Таким образом, для реализации трехзвенной системы необходимо ориентироваться на низкочувствительные схемы с тремя ОУ (см. табл. 4.22—4.24). В рамках принятого алгоритма проектирования дальнейшее решение данной задачи возможно при наличии оценки реализационных возможностей каждого из вышеупомянутых звеньев. Результаты расчета (см. формулы табл. 4.22, 4.24 и рис. 4.12, 4.13) сведены в табл. 4.32.

Нестабильности частот нуля и полюса первого и второго звеньев примерно одинаковы. Такой результат объясняется тем, что в силу низкого частотного сдвига ($b \approx 1$) сопротивления R_5, R_6, R_7 мало влияют на соответствующие составляющие нестабильности. «Корреляция» δf_p и δf_z уменьшает чувствительность

Таблица 4.32

Предельные реализационные возможности звеньев полосового фильтра

Звено		Значение нестабильности параметра, %							
Номер	Параметры	δf_p		δf_z		δQ		δM	
		α_R, α_C	$\alpha_п$	α_R, α_C	$\alpha_п$	α_R, α_C	$\alpha_п$	α_R, α_C	$\alpha_п$
1	$k=1{,}41$; $\varkappa_p=0{,}9424$; $m=1$; $\varkappa_z=1{,}0545$	0,46	0,2	0,46	0,1	0,63	1,6	0,3	0
2	$k=1{,}41$; $\varkappa_p=1{,}0544$; $m=1$; $\varkappa_z=0{,}9424$	0,46	0,2	0,46	0,1	0,6	1,6	0,3	0
3	$k=1$; $m=0{,}35$	0,45	0,24	—	—	0,31	0,48	0,3	0

АЧХ в предварительно найденной «горячей точке» и соответственно увеличивает ее на границе полосы пропускания. Оценивая суммарную нестабильность через графики рис. 4.14 и результаты табл. 4.32 $(\Delta|T|/|T|)\,(1{,}02\,f_0) = 25{,}29\%$ и $(\Delta|T|/|T|)\,f_\varkappa = 24{,}39\%$ соответственно и используя «запас на старение» $\Delta|T|/|T| = 7{,}6\ \%$, находим «резерв» общей нестабильности АЧХ, составляющий 2,11%. В данном примере этот резерв целесообразно использовать для снижения требований к стабильности частоты полюса третьего звена под действием площади усиления ОУ. Так, если $m = 1$ (возможность выполнения дополнительных конструктивно технологических требований $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$) $\delta f_p\,(\alpha_п) = 0{,}3\ \%$ и возникающая дополнительная нестабильность АЧХ, равная 2,1%, является допустимой.

Расчет ARC-звеньев. При определении требований к стабильности параметров звеньев по существу решена задача их проектирования на I этапе. Поэтому в рассматриваемом примере расчет звеньев будет состоять из II и III этапов (см. подразд. 4.3). Продемонстрируем существующую методику на примере первого звена.

Согласно расчетным формулам табл. 4.23 из справочных данных для ОУ (см. табл. 1.2) выбираются значения $R_{C1} = R_{C2} = R_{C3} = 5\cdot10^3$ кОм; $R_н = 4{,}7$ кОм и используются результаты табл. 4.32. Исходя из рекомендаций, приведенных в подразд. 4.7, применяем конденсаторы К71-7 ($\alpha_C = 2{,}7\cdot10^{-5}$), обеспечивающие высокое подавление сигнала на частоте нуля. Следовательно, через коэффициенты чувствительности частоты полюса $\alpha_R \leqslant [\delta f_p\,(\alpha_R,\ \alpha_C) - \alpha_C\Delta t]/(2\Delta t) = 6{,}31\cdot10^{-5}$. Полученным требованиям удовлетворяют резисторы С2-13Б ($\alpha_R = 0{,}5\cdot10^{-4}$).

По формулам табл. 4.23 определяем $C_1 = C_2 = 200$ пФ; $R_1 = R_2 = 20{,}5$ кОм; $\delta R_1 = \delta R_2 = 0{,}41\%$; $R_3 = 14$ кОм; $R_4 = 28$ кОм. Учитывая, что погрешность округления δR_1 и δR_2 меньше класса точности этих элементов, уточнение значений $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$ проводить нецелесообразно.

Зная численные значения $\varkappa_p$ и $\varkappa_z$, по формулам табл. 4.23 находим: $R_6 = 1{,}11$ кОм; $R_5 = 8{,}87$ кОм; $\delta R_5 = 0{,}64\%$; $R_7 = 10$ кОм; $\delta R_7 = 0{,}87\ \%$. В силу низкой погрешности округления уточнение параметров проектирования и повторный расчет элементов не требуются. По формулам табл. 4.23 также определяем $R_9 = 34{,}8$ кОм; $R_8 = 1{,}02$ кОм; $\delta R_8 = 0{,}21\%$.

Способ настройки и регулирующие элементы (СП5-3) выбираются по рекомендациям подразд. 4.3, 4.7 и табл. 4.29: $\delta f_p = 3{,}42\%$; $\delta f_z = 3{,}43\ \%$; $\delta Q = 4{,}1\%$; $R_4^* = 2{,}4$ кОм; $R_7^* = 3{,}3$ кОм; $R_8^* = 47$ кОм; $R_4 = 26{,}7$ кОм; $R_7 = 8{,}45$ кОм; $R_8 = 1$ кОм. Учитывая, что в процессе расчета взяты элементы с лучшими значениями α_R, точность настройки f_p и f_z составляет 0,12%, а Q — 0,3%.

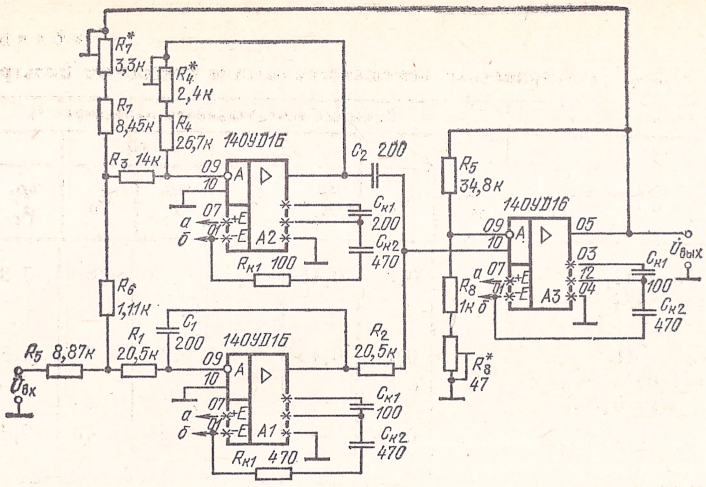

R_7^* 3,3к
R_4^* 2,4к
R_7 8,45к
R_4 26,7к
140УД1Б
C_2 200
R_3 14к
09
10
A
07
a
б
01
+E
-E
A2
$C_{к1}$ 200
$C_{к2}$ 470
$R_{к1}$ 100
R_5 34,8к
140УД1Б
05
$\dot{U}_{вых}$
03
12
04
A3
$C_{к1}$ 100
$C_{к2}$ 470
R_8 1к
R_8^* 47
R_6 1,11к
R_1 20,5к
C_1 200
R_2 20,5к
R_5 8,87к
$\dot{U}_{вх}$
A1
$C_{к1}$ 100
$C_{к2}$ 470
$R_{к1}$ 470

Рис. 4.15. Принципиальная схема первого звена полосового фильтра

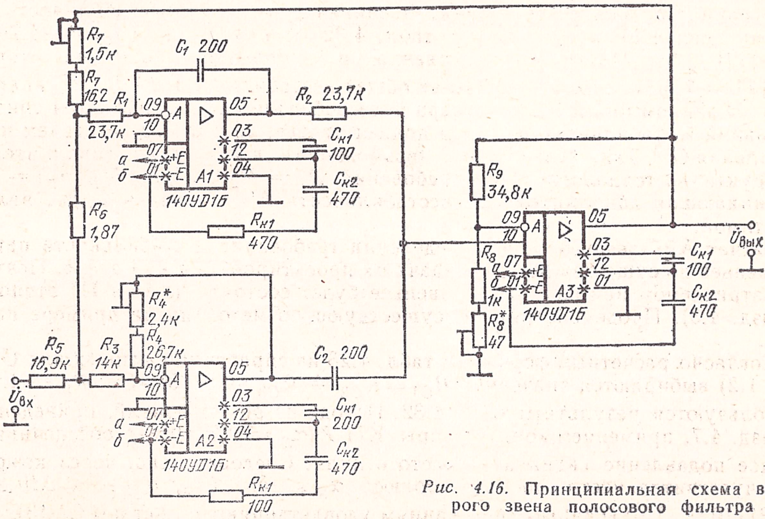

R_7 1,5к
R_7 16,2
C_1 200
R_1 23,7к
09
10
A
05
03
12
04
07
01
a
б
+E
-E
A1
140УД1Б
R_2 23,7к
$C_{к1}$ 100
$C_{к2}$ 470
$R_{к1}$ 470
R_6 1,87
R_9 34,8к
A3
$\dot{U}_{вых}$
R_8 1к
R_8^* 47
$C_{к1}$ 100
$C_{к2}$ 470
140УД1Б
R_4^* 2,4к
R_4 26,7к
R_5 16,9к
R_3 14к
$\dot{U}_{вх}$
C_2 200
A2
$C_{к1}$ 200
$C_{к2}$ 470
140УД1Б
$R_{к1}$ 100

Рис. 4.16. Принципиальная схема второго звена полосового фильтра

Заключительным пунктом II этапа является проверочный расчет схемы: $f_p = 25,968$ кГц; $f_z = 29,043$ кГц; $Q = 23,5$; $M = 1,01$. Эти параметры с высокой ($< 1\%$) степенью точности соответствуют заданным.

На III этапе проектирования все составляющие полной нестабильности схемы учитываются в соответствии с рекомендациями 4.3, и в данном случае имеем следующие значения: $\delta f_p = 0,58\%$; $\delta f_z = 0,49\%$; $\delta Q = 2,3\%$. При этом доля нестабильности, вносимая ОУ, составляет $\delta f_p = 0,2\%$; $\delta f_z = 0,1\%$; $\delta Q = 1,6\%$.

Принципиальная схема рассчитанного звена представлена на рис. 4.15. Другие звенья, схемы которых приведены на рис. 4.16, 4.17, рассчитываются аналогично, причем в схемах используются те же типы элементов.

Отметим, что оценка нестабильности АЧХ фильтра по рекомендациям подразд. 4.2 позволяет ориентироваться на 11%-ную нестабильность с вероятностью 0,9.

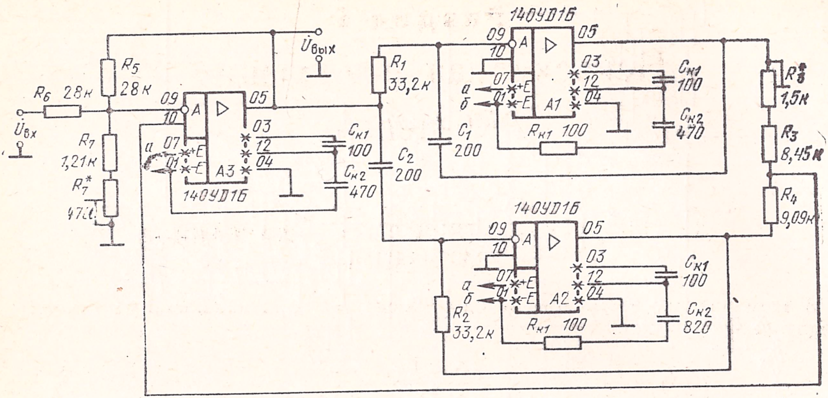


Рис. 4.17. Принципиальная схема третьего звена полосового фильтра

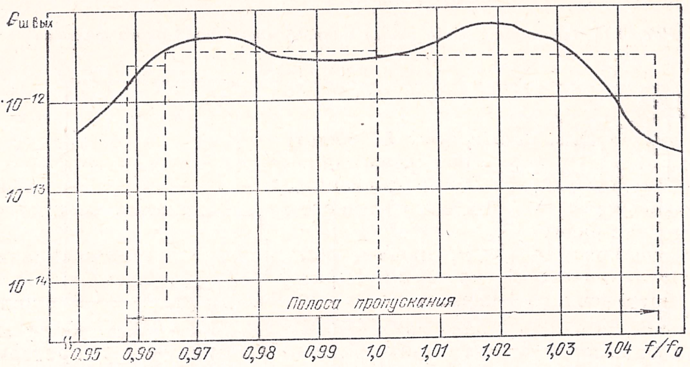


Рис. 4.18. График функции $G_{ш.вых}$ для полосового фильтра

Расчет шумов полосового фильтра. Шумы спроектированной трехзвенной схемы рассчитываются по методике подразд. 2.6 и формулам табл. 4.22, 4.24, 4.29. Зависимость спектральной плотности шума на выходе фильтра от частоты представлена на рис. 4.18. Для нахождения мощности и, следовательно, напряжения вычисляем сумму площадей прямоугольников, показанных на рис. 4.18: $P_{ш\,вых} \approx 11{,}4\cdot 10^{-9}$ Вт; $U_{ш.вых} = 0{,}11$ мВ. Эти результаты полностью удовлетворяют заданию на проектирование. Отметим, что на практике из-за корреляции шумовых источников тока ОУ уровень шума, как правило, бывает ниже.

Если в результате расчета шумы фильтра оказываются недопустимо большими, то задача, возникающая после определения рационального порядка следования звеньев, решается последовательно в трех основных направлениях. Во-первых, без изменения схемы и типа ОУ уменьшаются значения $|Z_i^+|$ и $|Z_i^-|$ в цепях тех усилителей, шумовые свойства которых оказывают наибольшее влияние на результат. Во-вторых, ОУ заменяются на малошумящие. Наконец, в анализ включаются другие схемные решение или, если это возможно, принятая схема подвергается дополнительной параметрической оптимизации по критерию $|F_i\,(j\omega t)|_{\min}$.

В общем случае шум *ARC*-устройства достаточно сильно зависит от качественных показателей источников питания (возникновения паразитных обратных связей через выходное сопротивление, модуляции шумов ОУ фоном переменного тока и т.п.), поэтому при экспериментальном исследовании шумовых свойств разрабатываемых схем необходимо не только конструктивными способами устранить наводки, но и использовать прецизионные источники питания.

Раздел 5

Некаскадная реализация *ARC*-цепей

5.1. ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НЕКАСКАДНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ

В этом разделе изложены методы проектирования некаскадных структур с передаточной функцией

$$T(\Lambda)=\frac{b_m\Lambda^m+b_{m-1}\Lambda^{m-1}+\ldots+b_1\Lambda+b_0}{a_n\Lambda^n+a_{n-1}\Lambda^{n-1}+\ldots+a_1\Lambda+a_0}=\frac{f_m(\Lambda)}{v_n(\Lambda)}, \qquad (5.1)$$

где $\Lambda=j\Omega$ (Ω — нормированная частота; $m\leqslant n$), построенных в виде единых *ARC*-блоков, а не состоящих из каскадно развязанного соединения звеньев. Ниже рассматриваются два вида некаскадной реализации: *ARC*-эквиваленты лестничных *LC*-цепей (*LC*-фильтров) и некаскадные *ARC*-цепи на одном усилителе. Отдельно изложены методы некаскадной реализации широкополосных фазовращателей.

ARC-эквиваленты лестничных LC-фильтров. Для их построения элементы лестничного *LC*-прототипа (рис. 5.1, *а*) заменяются обобщенными конверторами (ОК) сопротивления, создающими на своих входных зажимах *1 — 1'* (рис. 5.1,*б*) частотно-зависимые сопротивления нужного вида, например индуктивные, как это показано на рисунке.

Для моделирования индуктивности обычно используется специализированный тип ОК, называемый гиратором. Гиратор преобразует емкостное сопротивление $Z_{\text{н}\nu}$ нагрузочного конденсатора на выходных зажимах *2—2'* в индуктивное сопротивление на входных зажимах *1—1'*. Гиратор, как и другие типы ОК, может быть собран на двух ОУ. Однако рационально применять гираторы, выполненные в виде микросхемы, где оба (специализированных) усилителя, составляющих схему гиратора, располагаются на одной подложке. Поэтому гираторная реализация активных лестничных фильтров (АЛФ) и выделилась в самостоятельное направление проектирования *ARC*-фильтров (см. подразд. 5.2).

Другое направление реализации АЛФ базируется на использовании ОК, моделирующих не только сопротивления, пропорциональные частоте ω (индуктивность), но и сопротивления, пропорциональные $\omega^{\pm 2}$ (так называемые супериндуктивность и суперемкость). Этот метод описан в подразд. 5.3.

В том и другом случаях при проектировании АЛФ используются богатый опыт синтеза *LC*-фильтров и обширная литература с табулированными характеристиками и параметрами [16, 17].

Особенности АЛФ-реализаций. Лестничные фильтры имеют определенные преимущества по сравнению с каскадными, главное из которых — низкая чувствительность характеристик этих фильтров к изменению параметров элементов, в том числе чрезвычайно низкая чувствительность к их добротности. Последнее в большинстве случаев позволяет обойтись лишь проверкой добротности Q, реализуемой ОК реактивности, на условие $Q\geqslant Q_{\min}$. Этим практически исключается этап регулировки добротностей полюсов, который необходим в каскадных *ARC*-фильтрах.

Отмеченное обстоятельство особенно важно при микроэлектронной реализации, так как число и точность операций по настройке фильтров во многих случаях определяют трудоемкость их изготовления и соответственно стоимость.

К особенностям АЛФ-реализаций относятся начальное затухание в полосе прозрачности (плоское усиление $M=R_{\text{н}}/(R_{\text{н}}+R_{\text{г}})\leqslant(0{,}5-1)$, конечное выходное сопротивление АЛФ, а также наличие в полосе пропускания на некоторых звеньях лестничной цепи уровней сигнала, значительно превышающих уровень на выходе фильтра. Это обстоятельство уменьшает динамический диапазон данных фильтров.

Достоинством АЛФ является обычно весьма точная реализация расчетного значения плоского усиления M, не требующая дополнительных регулировок.

Недостатком АЛФ-реализаций является большое количество активных элементов (число усилителей равно n или $n-1$, где n — порядок реализуемой функции), что требует увеличения расхода мощности источников питания, площади подложки ИМС, отводимой под активную часть АЛФ-схемы, самопрогрева и т.п.

Области применения АЛФ. При использовании специальных высокочастотных гираторов (схема такого гиратора, предназначенная для микроэлектронного исполнения, описана ниже) удается реализовать *ARC*-цепи для частот до нескольких мегагерц при удовлетворительных характеристиках избирательности и стабильности. В случае высокочастотных фильтров выбор гираторной реализации можно считать однозначным.

В диапазоне частот до 30—50 кГц (а иногда до 100 кГц) рекомендуется конверторная реализация АЛФ (см. подразд. 5.4) с ОК, построенными на современных ОУ широкого применения. В диапазоне частот до 10—30 кГц рекомендуется гираторная реализация на экономичных серийных ИМС [1], обеспечивающих динамический диапазон 70 дБ при расходе мощности питания в несколько раз ниже, чем при использовании ОУ.

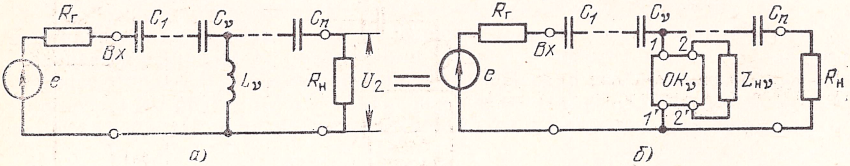


Рис. 5.1 Лестничный *LC*-фильтр (*а*) и его *ARC*-аналог (*б*)

Следует также иметь в виду, что во всех случаях доводом в пользу гираторной реализации АЛФ может служить специфическая топология схемы *LC*-прототипа: наличие заземленных индуктивностей или П-, Т-, Г-образных блоков индуктивностей. Этим условиям, в частности, удовлетворяют полиномиальные ФВЧ и полосовые фильтры, содержащие параллельные *LC*-контуры в продольных ветвях (подробнее см. в подразд. 5.2 и 5.3).

Наличие заземленных индуктивностей в схеме прототипа также делает предпочтительным непосредственное моделирование индуктивностей при конверторной реализации АЛФ (см. подразд. 5.4). Напротив, наличие в схеме *LC*-прототипа заземленных емкостей (например, в полиномиальном ФНЧ) и некоторые другие признаки, о которых сказано ниже (см. подразд. 5.4, 5.5), являются доводом в пользу применения ОК, моделирующих суперемкости или супериндуктивности (метод частотного преобразования цепей, см. подразд. 5.4).

Некаскадные ARC-цепи на одном усилителе. Указанные цепи строятся путем охвата многопетлевой обратной связью (ОС) блока, состоящего из многозвенной $R_\nu C_\nu$-цепи и каскадно включенного с ней усилителя (рис. 5.2). Усилитель должен иметь стабилизированное ограниченное усиление K_0 и (в общем случае) двухполярный выход — с неинверсным $(+K_0)$ и инверсным $(-K_0)$ усилением (тогда возможно трансформировать постоянную времени *RC*-цепей). Практически часто удается обойтись однополярным неинвертирующим усилителем на одном ОУ.

Некаскадные *ARC*-цепи с многопетлевой ОС имеют следующие преимущества:

1) меньшее число активных элементов снижает стоимость схемы, расход энергии питания и число вспомогательных пассивных элементов, обеспечивающих режим работы ОУ. Например, при реализации фильтра четвертого порядка

---

[1] В подразд. 5.2 описана еще более экономичная несерийная схема гиратора.

($n = 4$) по методу АЛФ требуются четыре ОУ, по методу каскадной реализации — не менее двух, а некаскадным способом — один ОУ;

2) наилучшая защищенность от помех, спектр которых лежит вне полосы пропускания, так как напряжение помех на входе усилителя сильно ослабляется многозвенной пассивной RC-цепью;

3) некаскадные ФНЧ имеют наименьший дрейф нуля выходного напряжения, поскольку он определяется нестабильностью только одного ОУ (в отличие от каскадных схем, где дрейфы всех ОУ суммируются). Поэтому некаскадные ARC-цепи особенно удобны для реализации ФНЧ с передачей постоянной составляющей сигнала;

4) обеспечена возможность так называемой трансформации постоянной времени RC-цепей (смещение частоты), позволяющей за счет усиления по петле ОС как бы увеличивать или уменьшать значения параметров пассивных элементов схем (например, емкости). Это свойство позволяет выполнить серию ARC-схем, перекрывающих заданный диапазон частот, по одной технологии с неизменной пассивной частью (RC) для всех схем серии.

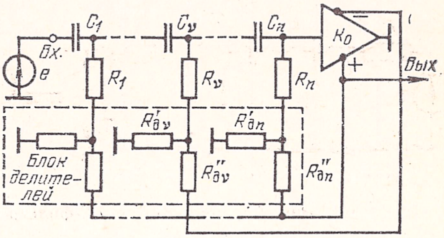


Рис. 5.2. Некаскадный ARC-фильтр на одном усилителе с многопетлевой обратной связью

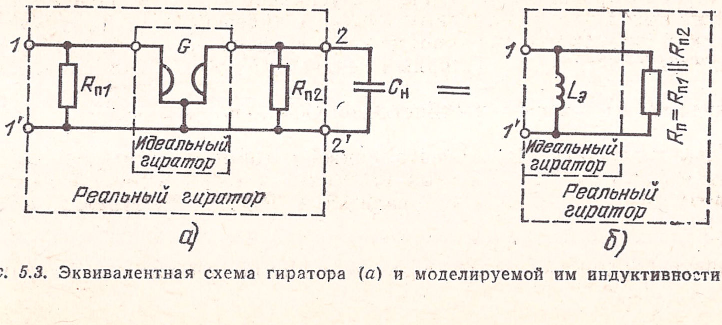
Недостатками некаскадных ARC-цепей с многопетлевой ОС являются относительно высокая чувствительность частотных характеристик к изменению некоторых элементов схем (в общем, большая чем для АЛФ) и уменьшение динамического диапазона в тех случаях, когда реализуется значительное смещение частот полюсов (существенная трансформация постоянной времени RC-цепей).

Некаскадные ARC-цепи на одном ОУ целесообразно использовать в диапазоне частот приблизительно от 10 Гц до десятков килогерц при наибольшей добротности полюса $Q < 10$.

Проектирование этих цепей рассматривается в подразд. 5.6—5.8.

5.2. ГИРАТОРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АКТИВНЫХ ЛЕСТНИЧНЫХ ФИЛЬТРОВ

Гиратор — преобразователь сопротивления (рис. 5.3, *а*) является частным случаем ОК, в котором конверсия (преобразование) сопротивления сводится к его обращению (инверсии): сопротивление нагрузки $Z_{н\nu}$ (см. рис. 5.1, *б*), подключенной к выходным зажимам $2—2'$, превращается в сопротивление $Z_{вх\,\nu} =$



а)   б)

Рис. 5.3. Эквивалентная схема гиратора (*а*) и моделируемой им индуктивности (*б*)

$= R_{Gv}^2/Z_{нv}$ на входных зажимах $1—1'$ схемы. Параметр R_G носит название сопротивления гирации. Соответственно идеальный гиратор, нагруженный на емкость $C_н$ (см. рис. 5.3), реализует индуктивность $L_э = R_G^2 C_н$ ($[L_э] =$ Гн : $[R_G] =$ Ом: $[C_н] =$ Ф). Такой гиратор обычно состоит из двух включенных встречно-параллельно усилителей с бесконечными входным и выходным сопротивлениями и неограниченной полосой пропускания.

Реальный гиратор имеет на входе и выходе сопротивления потерь $R_{п1}$ и $R_{п2}$ и полосу пропускания усилителей по крутизне $S = I_{вых}/U_{вх}$, ограничен-

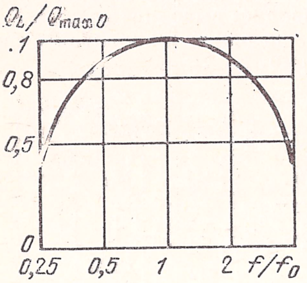


Рис. 5.4. Зависимость добротности моделируемой гиратором индуктивности от частоты

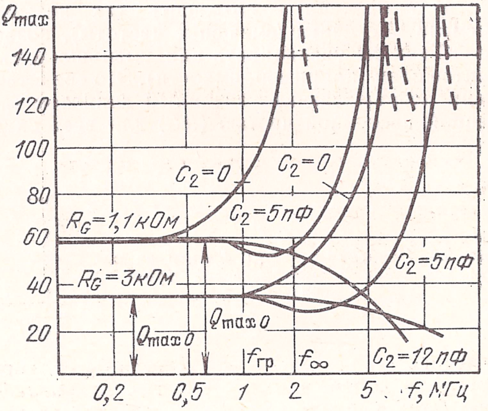


Рис. 5.5. Частотные характеристики добротности гиратора с коррекцией «вверх» в зависимости от корректирующей емкости C_2

ную частотой ω_S. Он реализует индуктивность с потерями, причем на рабочих частотах $\omega \ll Q\omega_S$ ее добротность Q имеет слабую частотную зависимость (рис. 5.4), достигая максимума Q_{max0} на частоте $\omega_0 = 1/R_G C_н$ (Q_{max0} — добротность гиратора в области низких частот):

$$Q = \frac{2Q_{max\,0}}{\omega/\omega_0 + \omega_0/\omega}; \quad Q_{max0} = 0{,}5R_п/R_G; \quad R_п = R_{п1} \parallel R_{п2}. \tag{5.2}$$

Как правило, частоту ω_0 выбирают в полосе пропускания проектируемого фильтра. По мере увеличения рабочих частот и приближения $\omega_0 = 1/R_G C_н$ к критической частоте $\omega_\infty = Q\omega_S$ (которая характеризует частотные свойства используемого гиратора), максимальная добротность гиратора возрастает: $Q_{max} = Q_{max0}/[1 - (\omega/\omega_\infty)^2]$, обращаясь в бесконечность на частоте ω_∞ (рис. 5.5, кривая $C_2 = 0$; рис. 5.6, кривая $C_1 = 0$). Последнее означает, что схема гиратора находится на пороге генерации. Однако в схеме АЛФ при наличии нагрузок $R_г$ и $R_н$ (см. рис. 5.1, *б*) такой гиратор устойчив и режим $Q_{max} = \infty$ не только вполне допустим, но и практически полезен, поскольку позволяет реализовать АЛФ-аналог LC-фильтра без потерь с хорошей прямоугольностью АЧХ. Динамический диапазон $D = 70 \div 80$ дБ для описываемых ниже гираторов.

Частотные свойства гираторов характеризуются также граничной частотой $\omega_{гр}$ ($f_{гр}$), на которой значение Q изменяется на ± 3 дБ по сравнению с Q_{max0} (см. рис. 5.5 и 5.6, табл. 5.1).

Поскольку частоты $f_{гр}$ и f_∞ зависят от полосы пропускания схемы гиратора f_S, то, в частности, вводя местные частотно-зависимые обратные связи можно либо расширить рабочий диапазон частот гиратора — увеличить $f_{гр}$ за счет

Таблица 5.1

Параметры гибриднопленочных гираторов

Параметр	Гиратор	
	НЧ (рис. 5.7)	ВЧ (рис. 5.8)
Сопротивление гирации R_G, кОм	30—300	1÷3
Добротность $Q_{\max 0}$, не менее	30 ($R_{G\,\max}$); 125 ($R_{G\,\min}$)	45 при $R_G = 1{,}5$ кОм
Граничная частота $f_{\text{гр}}$, МГц:		
без коррекции	0,002	2
с коррекцией	0,01	8
Температурный коэффициент сопротивления гирации $\chi_T^{R_G}$, 1/°C	$\leqslant 10^{-4}$ (—50...+90 °C)	$\leqslant 10^{-4}$
Температурный коэффициент добротности χ_T^Q, 1/°C	$\leqslant 10^{-3}$ (—50...+90 °C)	$\leqslant 2 \cdot 10^{-3}$
Наибольшее напряжение сигнала на зажимах гиратора $U_{\max}$, В	1,6	0,6
Потребляемая мощность $P_{\text{пит}}$, мВт	10	50

некоторого снижения стабильности $Q_{\max}$ (коррекции «вверх», см. рис. 5.5), либо повысить добротность $Q_{\max}$ за счет уменьшения $f_{\text{гр}}$ (коррекция «вниз», см. рис. 5.6). Коррекция «вверх» достигается введением ООС на рабочих частотах вблизи $f_{\text{гр}}$. Она увеличивает стабильность реализуемой добротности (и уменьшает шумы схемы). Коррекция «вниз» сопровождается обратными явлениями, поэтому при реализации одиночного гираторного звена она не рекомендуется (подчеркиваем, что в многозвенном АЛФ стабильность добротности $Q_{\max} \to \infty$ не играет роли и коррекция «вниз» рекомендуется для широкого использования).

Микросхемные гираторы. Как указывалось, гиратор (или эквивалентный ему ОК, моделирующий индуктивность) можно собрать на двух ОУ. Однако применение активных элементов в виде управляемых источников напряжения (ОУ) не является оптимальным вариантом. Значительно лучшие результаты могут быть получены при использовании специально спроектированных интегральных гираторов на основе источников тока, управляемых напряжением:

значительно расширяется частотный диапазон применения (частота $f_{\text{гр}}$ до нескольких мегагерц);

заметно снижается мощность, потребляемая звеном АЛФ, при сохранении удовлетворительных частотных свойств;

обеспечивается возможность эффективного управления частотной характеристикой добротности с помощью единственной корректирующей цепи.

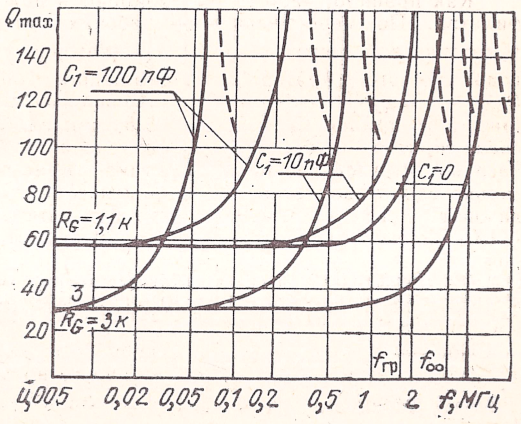


Рис. 5.6. Частотные характеристики добротности гиратора с коррекцией «вниз» в зависимости от корректирующей емкости C_1

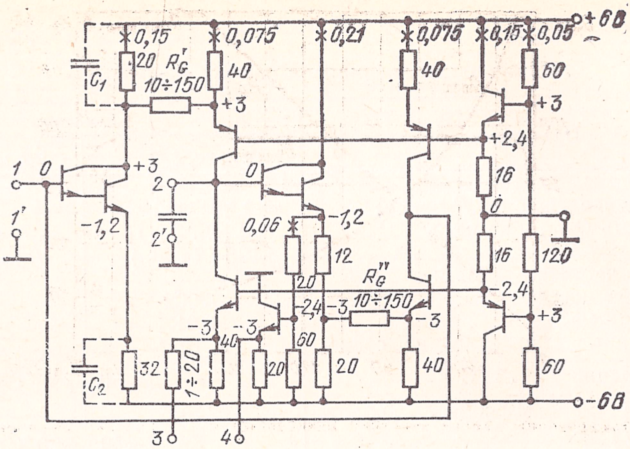

0,15
0,075
0,21
0,075
0,15
0,05
+6В
C_1
20
R'_G
10÷150
40
+3
40
60
+3
+2,4
1
0
+3
1'
2
0
-1,2
2'
-1,2
0,06
12
16
0
120
16
20
R''_G
10÷150
-2,4
-2,4
-3
-3
-3
-3
+3
40
60
C_2
32
1÷20
20
20
40
60
-6В
3
4

Рис. 5 7. Принципиальная схема низкочастотного гиратора (токи — мА, напряжение — В, сопротивления — кОм, ±5%, *p-n-p* — транзисторы КТ360, *n-p-n* — КТ307, составные — К1НТ291, $C_н$ — внешняя нагрузочная емкость)

Такими преимуществами обладают гидридно-пленочные гираторы, принципиальные схемы которых приведены на рис. 5.7 и 5.8, а основные параметры даны в табл. 5.1[1].

Низкочастотный гиратор (см. рис. 5.7) характеризуется незначительной потребляемой мощностью (10 мВт) и допускает десятикратное изменение R_G без нарушения статического режима. Схема позволяет использовать гиратор и в развязанном каскадном включении, для чего предусмотрены дополнительный вход *3* и выход *4* через буферный эмиттерный повторитель. Все точки входа и выхода имеют нулевые (точки *1* и *2*) либо равные + 3 В (точки *3* и *4*) потенциа-

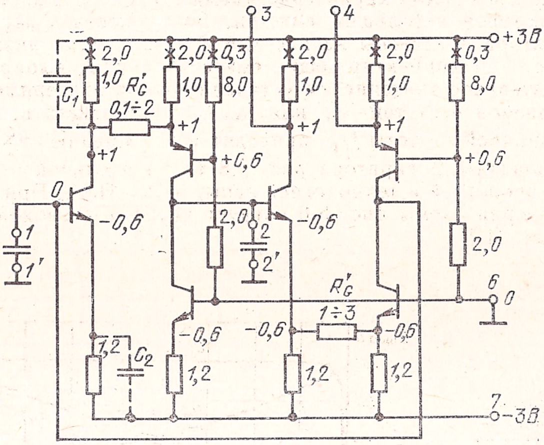

3
4
+3В
2,0
2,0
0,3
2,0
2,0
0,3
C_1
1,0
R'_G
0,1÷2
1,0
8,0
1,0
1,0
8,0
+1
+1
+1
+1
+0,6
+0,6
0
-0,6
1
1'
2,0
2
2'
-0,6
2,0
R'_G
6
0
1÷3
-0,6
-0,6
-0,6
1,2
C_2
1,2
1,2
1,2
7
-3В

Рис. 5.8. Принципиальная схема высокочастотного гиратора (токи — мА, напряжение — В, сопротивления — кОм ±5%, *p-n-p* — транзисторы КТ360, *n-p-n* — КТ324, $C_н$ — внешняя нагрузочная емкость)

---

[1] Схемы разработаны В. П. Власовым и В. П. Стыцько (ВЗЭИС, Москва).

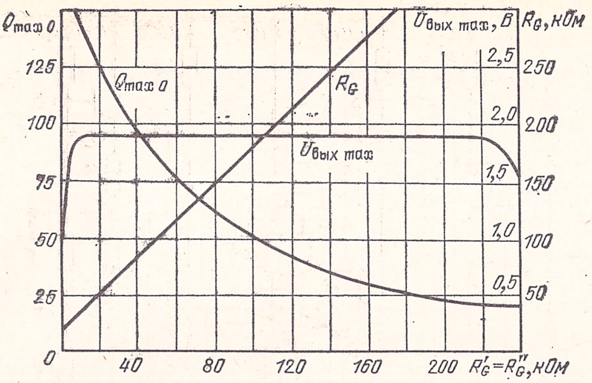


Рис. 5.9. **Регулировочные характеристики низкочастотного гиратора ($U_{вых\,max}$ — В действ.)**

лы, что обеспечивает непосредственное соединение звеньев. Необходимое сопротивление гирации R_G устанавливается одновременным изменением сопротивлений резисторов R'_G и R''_G (в десятикратном диапазоне) или изменением одного из них (при точной настройке). Обычно $R'_G \approx R''_G$, тогда $R_G \approx R'_{G1} = R'_{G2} = R''_{G1} = R''_{G2}$.

На рис. 5.9 представлены регулировочные характеристики низкочастотного гиратора.

Высокочастотный гиратор (см. рис. 5.8) предназначен для работы в диапазоне частот от 100 кГц до 5—10 МГц, при этом потребляемая им мощность (50 мВт при низковольтном источнике питания) меньше, чем у серийных ОУ общего применения. Регулировочные характеристики гиратора приведены на рис. 5.10.

Управление частотными характеристиками добротности достигается подключением конденсаторов небольшой емкости. Зависимости $Q_{max}(f)$ для высокочастотного гиратора приведены на рис. 5.5 и 5.6. В схеме низкочастотного гиратора (см. рис. 5.7) корректирующие емкости C_1 и C_2 выбирают на порядок больше. Окончательное значение их устанавливается экспериментально в соответствии с желаемой частотой $f_{гр}$ или f_∞. Следует отметить, что трехкратное увеличение граничной частоты $f_{гр}$ приводит к ухудшению $\varkappa_T^Q$ до $5 \cdot 10^{-3}$ 1/°С.

Хорошие показатели гиратора рис. 5.8 в значительной мере обусловлены рациональной топологией и технологией испытанных ИМС. При микроэлектронном воспроизведении схемы рис. 5.8 следует помнить о сложности разработки высокочастотных ИМС.

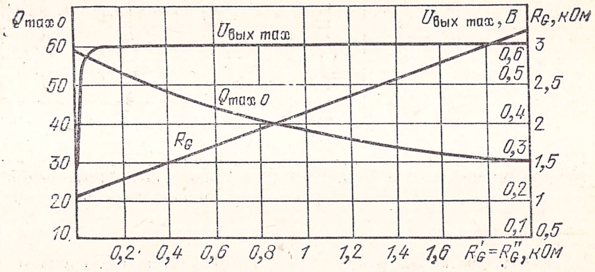


Рис. 5.10. Регулировочные характеристики высокочастотного гиратора ($U_{вых\,max}$ — В действ.)

Таблица 5.2

Основные параметры серийных гибридно-пленочных гираторов

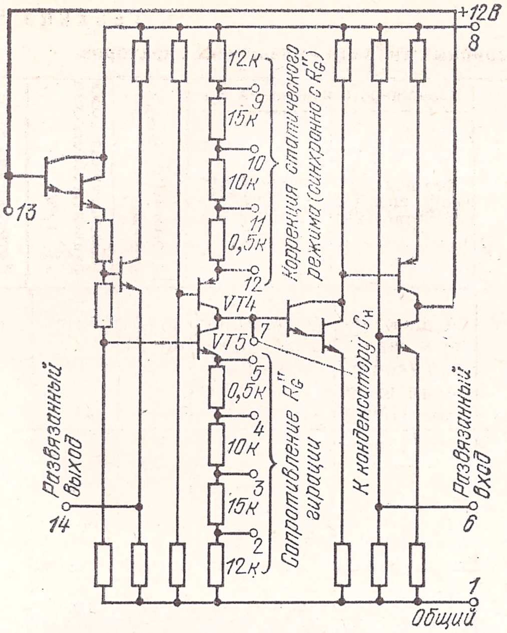
Тип ИМС	Реализуемые функции	Сопротивление гирации R_G, кОм	Температурный коэффициент сопротивления гирации $\varkappa_T^{R_G}$, 1/°C	Возможность изменения R_G		Добротность Q_{max}, не менее	Температурный коэффициент добротности $\varkappa_T^Q$, 1/°C	Потребляемая мощность $P_{пит}$, мВт
				без подключения внешних сопротивлений	с подключением внешних сопротивлений			
247УП7А, Б	Заземленный гиратор, селективный усилитель	30—50	$\leqslant 10^{-4}$	14 дискретных значений (коммутация выводов ИМС)	Два внешних сопротивления	30 (А) 60 (Б)	10^{-3}	35
409СС1, 283СС1		1,5	$\leqslant 10^{-4}$	—	Четыре внешних сопротивления Пределы $R_в = 1{,}5 \div 15$ кОм	80	10^{-3}	90
409СС2, 283СС2		2	$\leqslant 10^{-4}$	—		60	10^{-3}	70
409СС3, 283СС3		4,3	$\leqslant 10^{-4}$	—		30	10^{-3}	50
409СС4, 283СС4		6,2	$\leqslant 10^{-4}$	—		25	10^{-3}	45
409СС5, 283СС5		8,2	$\leqslant 10^{-4}$	—		20	10^{-3}	40
409СС6, 283СС6		15	$\leqslant 10^{-4}$	—		15	10^{-3}	35

Серийные ИМС гираторов. На рис. 5.11 приведена упрощенная принципиальная схема ИМС 247УП7А (Б) с указанием назначения ее выводов, а на рис. 5.12 — схема включения ИМС 409СС1 — 409СС6 (схемы последних различаются только номиналами четырех резисторов R'_{G*}, R''_{G*}, R'_{G**} и R''_{G**}, определяющих сопротивление гирации $R_Г = R'_{G*} = R''_{G*} = R''_{G**} = R''_{G**}$). Оба типа гираторов имеют динамический диапазон не менее 70 дБ; граничные частоты $f_{гр}$ в диапазоне до 10—30 кГц. Для схемы 409СС1 рекомендуется коррекция «вверх» с помощью конденсаторов $C_к$ (рис. 5.12)¹⁾, позволяющая заметно (иногда на порядок) увеличить частоту $f_{гр}$. Параметры серийных гираторов приведены в табл. 5.2.

Недостатком серийных гираторов является сложность регулировки R_G. В схеме гиратора 247УП7 для сохранения статического режима необходимо синхронно изменять сопротивление R''_G двух резисторов. В гираторах 409СС1—409СС6 (см. рис. 5.12) регулировка обеспечивается изменением сопротивления

---

¹⁾ По данным В. И. Молоткова и М. Д. Садовского (ЛПИ Ленинград), $C_к \approx 20 \div 30$ пФ.


+12В
8
12к
9
15к
10
10к
11
0,5к
12
Коррекция статического режима (синхронно с R_G'')
VT4
VT5
7
5
0,5к
4
10к
3
15к
2
12к
Сопротивление R_G'' гирации
К конденсатору $C_н$
13
Развязанный выход
14
Развязанный вход
6
1
Общий

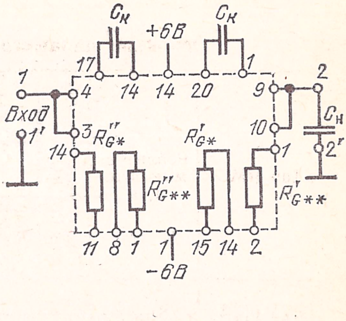

$C_к$
+6В
$C_к$
17
14
14
20
1
1
Вход
1'
4
3
14
R_{G*}''
R_{G*}'
R_{G**}''
R_{G**}'
9
10
1
2
$C_н$
2'
11 8 1
1
15 14 2
-6В

Рис. 5.12 Схема включения ИМС 409СС1 — 409СС6

←

Рис. 5.11. Упрощенная принципиальная схема ИМС 247УП7

двух пар резисторов. Кроме того, ненулевой потенциал на зажимах *1* и *2* для подключения емкостей в ИМС 247УП7, имеющей однополярное питание, создает трудности при соединении звеньев в схеме АЛФ.

Техника замены индуктивностей гираторами. Гираторные эквиваленты LC-прототипов. Используя пары заземленных гираторов, моделирующих «плавающие» индуктивности, можно построить гираторные эквиваленты любых *LC*-прототипов за счет увеличения числа гираторов. Чтобы избежать этого, рекомендуется не применять гираторную реализацию схем с незаземленными индуктивностями, например, типа полиномиального ФНЧ. Однако применение пары специализированных гираторов для моделирования одной индуктивности оправдано при реализации АЛФ в диапазоне высоких частот (более сотен килогерц,) где другие типы ОК с применением ОУ неэффективны. Схема моделирования «плавающей» индуктивности представлена на рис. 5.13.

Во всех остальных случаях (см. подразд. 5.1) для гираторных АЛФ-реализаций следует отбирать *LC*-прототипы, содержащие заземленные индуктивности (например, полиномиальный ФВЧ, см. рис. 5.1; квазиполиномиальный ПФ, см. рис. 5.14) либо П-, Т- или Г-образные блоки индуктивностей (рис. 5.15 и 5.16).

Гираторный эквивалент Г-образной индуктивной цепи (см. рис. 5.16) имеет важную для практики особенность — возможность независимой настройки величин L_1 и L_2 путем регулировки сопротивлений R_G' и R_G'' (см. рис. 5.7 и 5.8)

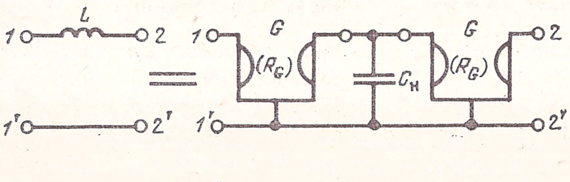

L
1
2
1'
2'
1
G
(R_G)
$C_н$
G
(R_G)
2
1'
2'

Рис. 5.13. Моделирование незаземленной индуктивности с помощью пары гираторов ($R_G = \sqrt{L/C_н}$; $C_н = L/R_G^2$)

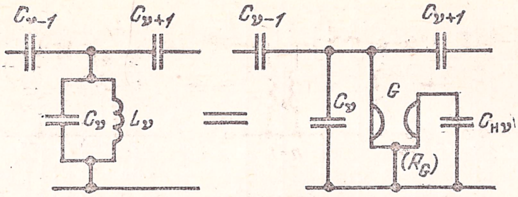


Рис. 5.14. LC — прототип *(а)* и гираторный эквивалент *(б)* квазиполиномиального ПФ ($C_{\text{н}\nu} = L_\nu/R_G^2$)

гираторов. Если выполняется условие $R''_{G1}\,R''_{G2}/(R'_{G1}\,R'_{G2}) \approx 1$, то моделируемые индуктивности L_1 и L_2 и их чувствительности к изменениям R'_G, R''_G имеют следующие значения:

$$\left.\begin{aligned} &L_1 \approx R'_{G1}\,R'_{G2}\,C_{\text{н}1};\;\; L_2 = \frac{R''^{\,2}_{G1}\;R''_{G2}}{R'_{G2}}\,C_{\text{н}2};\\ &S^{L_1}_{R'_G} \approx S^{L_2}_{R''_{G2}} \approx 1;\;\; S^{L_1}_{R''_{G2}} \approx S^{L_2}_{R'_{G1}} \approx 0. \end{aligned}\right\} \qquad (5.3)$$

Таким образом, для настройки L_1 следует регулировать сопротивление R'_{G1}, а для настройки L_2 — R''_{G2}.

Добротности моделируемых индуктивностей L_1 и L_2 соответственно

$$Q_{L1} = 2\omega C_{\text{н}1}\,Q_{\max}\,R_G/(2\omega^2\,C^2_{\text{н}1}\,R^2_G + 1) \text{ и } Q_{L2} = 2\omega C_{\text{н}2}\,Q_{\max}\,R_G/(\omega^2\,C^2_{\text{н}2}R^2_G + 2) \quad (5.4)$$

не равны друг другу, даже если гираторы G_1 и G_2 имеют одинаковые параметры $R_{G1} = R_{G2} = R_G$ и $Q_{\max 1} = Q_{\max 2} = Q_{\max}$. Добротности Q_{L1} и Q_{L2} достигают максимумов на частотах $\omega_{01} = 1/(\sqrt{2}R_G\,C_{\text{н}1})$ и $\omega_{02} = \sqrt{2}/(R_G\,C_{\text{н}2})$.

В некоторых случаях необходимо, чтобы добротности Q_{L1} и Q_{L2} были максимальны на одной частоте $\omega_0 = \omega_{01} = \omega_{02} = 1/(RG\sqrt{C_{\text{н}1}C_{\text{н}2}})$. При этом

$$Q_{L1} = Q_{L2} = Q_L = 2Q_{\max}\sqrt{C_{\text{н}1}\,C_{\text{н}2}}/(2C_{\text{н}1} + C_{\text{н}2}).$$

Задавшись из расчета LC-прототипа частотами ω_{01} и ω_{02} или ω_0 (иногда эти частоты полезно разместить в определенных точках АЧХ фильтра, например

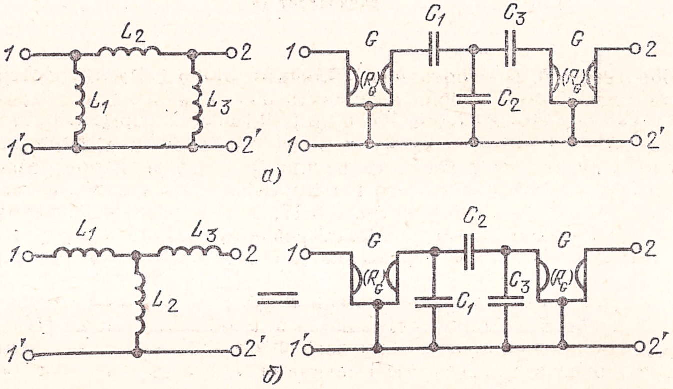


Рис. 5.15. Гираторное моделирование индуктивных П-образных *(а)* и Т-образных *(б)* цепей: $C_1 = L_1/R_G^2$; $C_2 = L_2/R_G^2$; $C_3 = L_3/R_G^2$

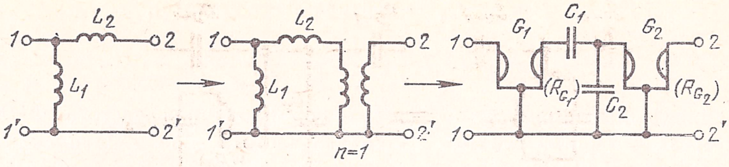


Рис. 5.16. Гираторное моделирование Г-образной индуктивной цепи: $C_1 = L_1/R^2_{G_1}$, $C_2 = L_2/R^2_{G_2}$

на частотах полюсов или нулей затухания) и требуемыми L_1, L_2, Q_{L1} и Q_{L2}, можно из приведенных выражений (5.3) и (5.4) определить параметры гираторов (R_G) и их нагрузочных конденсаторов $C_{н1}$, $C_{н2}$ (с последующим масштабным преобразованием, см. ниже).

Следует заметить, что LC-фильтры Золотарева—Кауэра имеют более близкие значения индуктивностей в продольных и поперечных ветвях, чем полиномиальные и квазиполиномиальные. В гираторных эквивалентах таких фильтров на основе Г-образной схемы достигается более эффективное использование гираторов.

5.3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГИРАТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

Процесс проектирования гираторного АЛФ не формализован в такой мере, как, например, некаскадного ARC-фильтра на одном ОУ (см. подразд. 5.6—5.8) и требует привлечения оценочных расчетов и сравнения вариантов. Ниже выделены основные моменты, на которых должен останавливаться разработчик АЛФ.

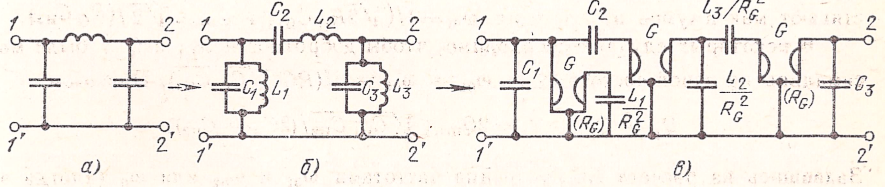


Рис. 5.17. ФНЧ-прототип (а), LC-прототип квазиполиномиального ПФ (б) и его гираторный эквивалент (в)

Выбор (расчет) LC-прототипа. Влияние потерь. Расчет LC-прототипа по заданным требованиям удобно выполнять обычным образом с использованием соответствующих справочников [16 и др.]. Выбрав из справочника подходящий прототип, преобразуют его схему к виду, удобному для АЛФ-реализации.

Техника перехода от ФНЧ-прототипа LC-фильтра к полосовому квазиполиномиальному LC-фильтру и его гираторному эквиваленту (с выделением Г-образного L-блока) показана на рис. 5.17, а подобный же переход для АЛФ-реализации полосового фильтра Золотарева—Кауэра — на рис. 5.18. В обоих случаях число гираторов не превышает количества моделируемых индуктивностей.

Далее оценивается влияние потерь и устанавливаются требования к добротности гираторов. Потери сказываются в появлении дополнительного затухания $\Delta a_{доб}$, пропорционального крутизне ФЧХ или, иначе, значению группового времени передачи $t_{гр}$. Для ФНЧ величина $\Delta a_{доб}$, дБ, оценивается по формуле

$$\Delta a_{доб} = 8{,}7\,\frac{\Omega}{Q}\,t_{гр}, \qquad (5.5)$$

для полосового фильтра, имеющего узкую относительную полосу пропускания $f_\varkappa - f_{-\varkappa} \ll f_\varkappa + f_{-\varkappa}$; $f \approx f_0$ (f_0 — центральная частота),

$$\Delta a_{\text{доб}} = 8{,}7 \frac{f}{f_0} \frac{1}{Q} \frac{2f_0}{f_\varkappa - f_{-\varkappa}} t_{\text{гр}}. \qquad (5.6)$$

В приведенных формулах $\Omega = f/f_\varkappa$ — нормированная частота ФНЧ; $f_\varkappa$ — частота среза ФНЧ или верхняя граничная частота полосы пропускания ПФ; $f_{-\varkappa}$ — нижняя граничная частота полосы пропускания ПФ; $t_{\text{гр}}$ — безразмерное (нормированное) значение ГВП (берется из таблиц разд. 3); Q — добротность реактивных элементов L и C.

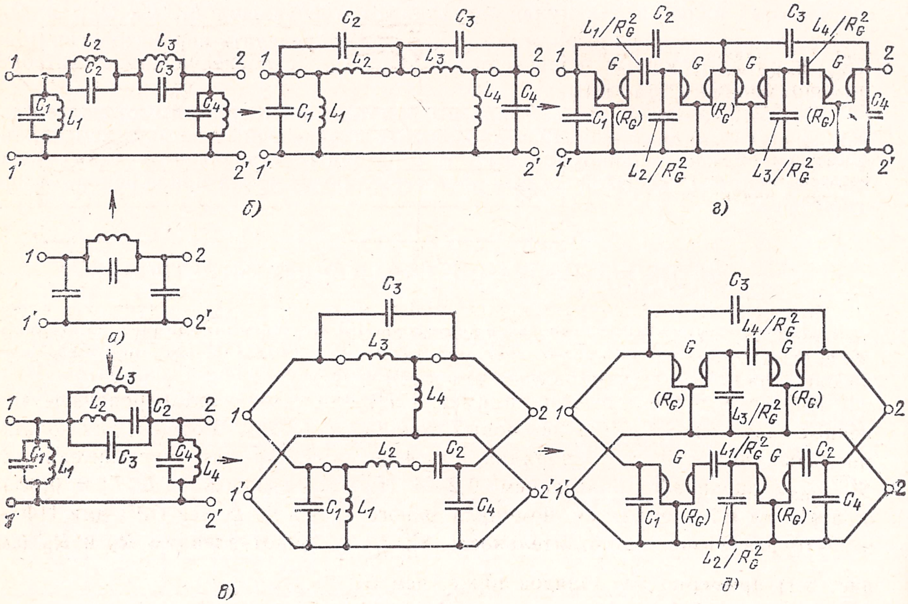


Рис. 5.18. ФНЧ-прототип (а), LC-прототип полосового фильтра Золотарева — Кауэра (*б, в*) и их гираторные эквиваленты (*г, д*)

Строго говоря, формулы (5.5) и (5.6) действительны для случая малых однородных потерь ($Q_L = Q_C = Q$). Однако для грубой оценки в этих формулах можно вместо Q подставлять $Q = 2Q_L = 2Q_{\max}$ гиратора, полагая конденсаторы идеальными.

Оценка по формулам (5.5) и (5.6) показывает, что:

наибольшие искажения АЧХ наблюдаются вблизи границ полосы пропускания («завал» краев АЧХ), где ГВП имеет набольшее значение;

на частотах нулей передаточной функции (всплесков затухания) в полосе задерживания затухание уменьшается до конечной величины;

в ФНЧ и ФВЧ значение добротности порядка десятков соответствует $\Delta a_{\text{доб}\,\max} \approx 1$ дБ; в относительно узкополосных ПФ требования к значению добротности Q возрастают на один-два порядка.

Для справки и иллюстрации сказанного на рис. 5.19 приведены расчетные АЧХ чебышевского полосового фильтра (порядок $n = 5$ ФНЧ-прототипа) при различных значениях Q_L (конденсаторы приняты идеальными).

Резюмируя изложенное, заметим, что при реализации ФНЧ или ФВЧ можно пользоваться методами расчета LC-фильтров с потерями и применять в гираторах коррекцию «вверх». При реализации ПФ практически следует настраивать гираторы с помощью коррекции «вниз», приближая частоту f_∞ бесконечной добротности к полосе пропускания фильтра.

Чувствительность характеристик LC-прототипа к изменению номиналов реактивных элементов L или C пропорциональна относительной крутизне АЧХ фильтра и оценивается по формуле

$$S_L^{|T|} \approx S_C^{|T|} \approx S_{L,C}^{|T|} \approx \frac{1}{2}\,\frac{\delta\,|T|}{\delta f} = \frac{1}{2}\,\frac{d\,(\ln|T|)}{d\,(\ln\omega)}, \qquad (5.7)$$

где $\delta\,|T| = d\,|T|/|T|$ — относительное приращение модуля передаточной функции; $\delta f = df/f$ — относительное приращение частоты.

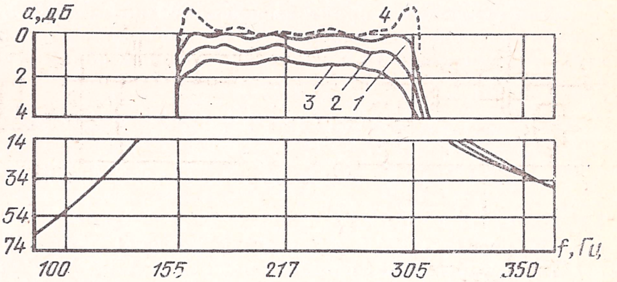


Рис. 5.19. Влияние потерь в индуктивностях на АЧХ полосового фильтра при различных значениях добротности:

1 — $Q = \infty$; 2 — $Q = 150$; 3 — $Q = 40$; 4 — соответствует отрицательному значению потерь в индуктивностях

Формула (5.7) используется для грубых оценок. Из нее следует, что чувствительность максимальна вблизи частоты среза фильтра (в начале переходной области) и минимальна на плоских участках АЧХ. Чувствительность АЧХ полосовых фильтров намного выше, чем ФНЧ и ФВЧ.

Иногда в справочниках (например, [17]) приводятся табулированные численные значения $S_{L,C}^{|T|}$ для некоторых схем LC-фильтров. В общем, для полиномиальных ФНЧ и ФВЧ порядка $n = 4 \div 7$ наибольшая чувствительность $S_{L,C}^{|T|}|_{\max}$ оценивается значением 0,2—4 (т. е. приращение $\delta\,|T| = 0{,}02 \div 0{,}35$ дБ на 1% изменения номинала одного элемента L или C)[1]; для ПФ — в 3—10 раз выше. Чувствительность $S_{R_\text{г}, R_\text{н}}^{|T|}$ к сопротивлениям $R_\text{г}$ и $R_\text{н}$ (см. рис. 5.1) примерно на порядок ниже, чем $S_{L,C}^{|T|}|_{\max}$.

Формула (5.7) дает оценку наибольшей поэлементной чувствительности LC-фильтра. Фактически чувствительности $S_{L,C}^{|T|}$ к различным элементам, особенно в фильтрах с большой неравномерностью $a_{\max}$, могут различаться на порядок, а погрешности АЧХ реального фильтра обусловливаются практически двумя—четырьмя доминирующими элементами. В фильтрах с более гладкой АЧХ (с малой неравномерностью $a_{\max}$) поэлементная чувствительность распределяется равномернее.

Для более точного расчета чувствительности характеристик LC-прототипа, а также строгого учета потерь в элементах следует применять численные методы с использованием ЭВМ.

Чувствительность и стабильность характеристик гираторного АЛФ рассчитываются по известным чувствительностям LC-прототипа и моделируемой индуктивности к параметрам гиратора. Погрешность, вносимая гираторным звеном $L_\nu C_\nu$ в результирующую характеристику (например, АЧХ) АЛФ,

$$\delta_\nu\,|T| = S_{C_\nu}^{|T|}\,\delta C_\nu + S_{L_\nu}^{|T|}\,\delta L_\nu \approx S_{L,C}^{|T|}\,(\delta C_\nu + \delta L_\nu), \qquad (5.8)$$

где δC_ν — изменение емкости конденсатора, включенного со стороны входа гиратора; $\delta L_\nu = 2\delta R_{G\nu} + \delta C_{\text{н}\nu}$ — погрешность моделированной индуктивности; $\delta R_{G\nu}$ — изменение сопротивления гирации; $\delta C_{\text{н}\nu}$ — изменение емкости нагрузочного конденсатора (со стороны выхода гиратора); $S_{L,C}^{|T|}$ см. (5.7).

---

[1] Нижняя граница ($S = 0{,}2$) соответствует фильтру порядка $n = 4$ $a_{\max} = 0{,}8 \div 1$ дБ; верхняя ($S = 4$) — фильтру $n = 7$ при $a_{\max} = 1{,}74 \div 2$ дБ.

В процессе послесборочной регулировки гираторного звена изменяют R_G таким образом, чтобы скомпенсировать начальные погрешности («допуски») емкостей C_ν и $C_{\text{н}\nu}$, т. е. довести до нуля

$$\delta L_\nu + \delta C_\nu = 2\delta R_{G\nu} + \delta C_{\text{н}\nu} + \delta C_\nu. \tag{5.9}$$

Исходя из этого, начальная (технологическая) погрешность АЧХ гираторного АЛФ может быть сделана пренебрежимо малой (меньшей, чем погрешности за счет ограниченности и частотной зависимости добротностей $Q_{L\nu}$).

Для суждения о практической пригодности АЛФ в эксплуатационных условиях нужно оценить ожидаемую нестабильность (погрешность) его характеристик. Эта погрешность обусловлена главным образом воздействием температуры среды:

$$\delta_\nu |T| = S_{L,C}^{|T|} \left(2\varkappa_T^{R_{G\nu}} + \varkappa_T^{C_{\text{н}\nu}} + \varkappa_T^{C_\nu}\right) \Delta T; \tag{5.10}$$

$\varkappa_T^{R_{G\nu}} \approx 10^{-4}$ 1/ °C — температурный коэффициент сопротивления гирации (см. табл. 5.1 и 5.2); $\varkappa_T^{C_{\text{н}\nu}}$, $\varkappa_T^{C_\nu}$ — температурный коэффициент емкости конденсаторов, 1/ °C; ΔT — интервал рабочих температур, ° C.

При расчете ожидаемой погрешности АЛФ следует помнить, что обычно достаточно учесть только доминирующие погрешности.

Масштабное преобразование элементов прототипа. Значения моделируемых гиратором элементов:

$$R_{\nu(G)} = kR_{\nu\,(\text{пр})};\quad L_{\nu(G)} = kL_{\nu(\text{пр})};\quad C_{\nu(G)} = C_{\nu(\text{пр})}/k, \tag{5.11}$$

где $R_{\nu(\text{пр})}$, $L_{\nu(\text{пр})}$, $C_{\nu(\text{пр})}$ — элементы прототипа, а k — коэффициент масштабного преобразования.

Такое преобразование применяется для достижения максимальной добротности моделируемых L при использовании гираторов с параметрами R_G и $Q_{\max 0}$.

В том случае, когда отдельные гираторы реализуют отдельные индуктивности (см., например, рис. 5.14,) коэффициент k находится из условия максимума добротности на заданной частоте f_0:

$$k = R_G/(2\pi f_0 L_{\nu(\text{пр})}).$$

Очевидно, что в схемах с различными значениями L_ν максимальные добротности всех индуктивностей достигаются только при использовании гираторов с разными значениями R_G, причем разброс $R_{G\max}/R_{G\min}$ соответствует разбросу значений индуктивностей L_ν.

Для фильтров, построенных на основе Г-образных эквивалентов индуктивных звеньев, $k = R_G/(2\pi f_0 \sqrt{L_{1(\text{пр})} L_{2(\text{пр})}})$.

Коррекция гираторов. Следует учитывать, что добротность гираторной индуктивности частотно-зависима [см. формулу (5.2)]. При разработке относительно узкополосных гираторов АЛФ ее можно считать постоянной. В этих случаях полезна коррекции «вниз» для смещения частоты f_∞ бесконечной добротности гиратора в полосу пропускания фильтра. Следует подчеркнуть, что такая возможность использования $Q_{\max} \approx \infty$ имеется только для АЛФ с резистивными нагрузками на входе ($R_\text{г}$) и выходе ($R_\text{н}$).

Если верхняя граница полосы пропускания фильтра лежит вблизи граничной частоты гираторов $f_{\text{гр}}$ и имеются повышенные требования к стабильности характеристик и к динамическому диапазону АЛФ, рекомендуется проводить расчет LC-прототипа с учетом потерь и использовать коррекцию «вверх» для сохранения стабильного значения $Q_{\max 0}$ по всей полосе рабочих частот.

При проектировании прецизионных фильтров для обеспечения однородных потерь, наличие которых предполагается в точных расчетных формулах, может потребоваться выравнивание добротностей гираторных звеньев путем шунтирования входных зажимов некоторых гираторов и конденсаторов C_ν в цепях АЛФ.

Настройка гираторных звеньев. Регулировкой сопротивления гирации R_G звенья (рис. 5.20) настраиваются на заданную частоту $f_{0\nu} = 1/2\pi\sqrt{L_\nu C_\nu}$. Этим обеспечивается выполнение условия (5.9). Добротность Q_ν контролируется по отношению напряжений на резонансной частоте $f_{0\nu}$:

для схемы рис. 5.20, *а* (кривая *1* на рис. 5.20, *в*)

$$Q_\nu \approx \frac{2\pi f_{0\nu} L_\nu}{r_г} \frac{U_0}{U_{\min}};$$

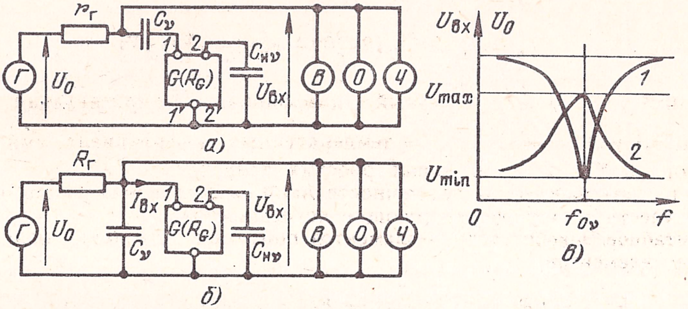


Рис. 5.20. Схемы для настройки гираторных звеньев: последовательного (*а*) и параллельного (*б*); АЧХ напряжения на входе вольтметра (*в*) (приборы: В — электронный вольтметр, О — осциллоскоп, Ч — частотомер, Г — генератор)

для схемы рис. 5.20, *б* (кривая *2* на рис. 5.20, *в*)

$$Q_\nu = \frac{R_г}{2\pi f_{0\nu} L_\nu} \frac{1}{U_0/U_{\max} - R_г/R_{приб} - 1}.$$

Здесь $R_{приб}$ — сопротивление на входе параллельно соединенных приборов; L_ν — расчетное значение моделируемой индуктивности. Добавочные сопротивления следует выбирать из условий $r_г \approx 2\pi f_{0\nu} L_\nu$ и $R_г \approx Q_\nu 2\pi f_{0\nu} L_\nu$ (Q_ν — расчетное ожидаемое значение добротности звена).

Заданная добротность устанавливается коррекцией гиратора или (реже) введением шунтирующих сопротивлений, как сказано выше. При регулировке с целью получения бесконечной добротности гиратор в схеме рис. 5.20, *б* корректируется «вниз» до появления неустойчивого самовозбуждения.

Настройка двухчастотных блоков индуктивностей (Г-образных и т. п.) несколько сложнее, но также выполняется по аналогии со схемами рис. 5.20.

Наибольшее рабочее напряжение и динамический диапазон. При настройке и эксплуатации гираторов следует помнить о невысоком (0,6—1,6 В) допустимом напряжении $U_{вх}$ сигнала на их зажимах (см. табл. 5.1). Превышение этого напряжения сопровождается нелинейными явлениями, смещением резонансной частоты и искажением формы АЧХ (рис. 5.21). Поэтому при точной настройке гираторных звеньев с бесконечной добротностью определять частоту $f_{0\nu}$ как частоту устойчивой генерации с большой амплитудой не рекомендуется, поскольку она может отличаться от последней на несколько процентов (см. рис. 5.21).

Следует иметь в виду, что напряжение сигнала на внутренних контурах активной лестничной цепи значительно превосходит выходное напряжение на нагрузке $R_н$. Например, вблизи частоты среза баттервортовского ФНЧ и ФВЧ порядка $n = 6$ напряжение на первом *LC*-контуре превышает выходное на 4 дБ, а у чебышевского фильтра порядка $n = 6$, $a_{\max} = 1{,}7$ дБ — на 11,4 дБ. Практически перенапряжения означают соответственное уменьшение динамического диапазона, поскольку требуется снижать рабочее напряжение фильтра. В противном случае нелинейность проявляется в том, что в рабочих условиях на выходе появляются комбинационные составляющие спектра многочастотного входного сигнала (при экспериментальном исследовании фильтра на одной частоте сигнала, например при обычном снятии АЧХ и ФЧХ, эту нелинейность легко пропустить).

Для конкретных задач распределение напряжений желательно рассчитывать на ЭВМ.

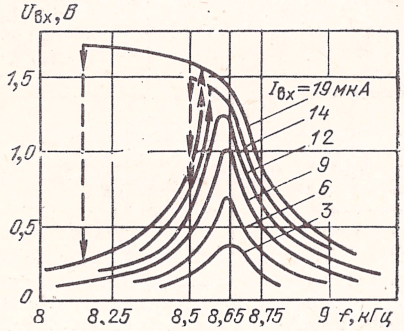


Рис. 5.21 Резонансные кривые напряжения на входе гиратора ИМС 409CCI в схеме рис. 5.20, б при $R_G = 1{,}5$ кОм и различных значениях $I_{вх}$

Шумы ИМС 409СС на частотах, соответствующих рис. 5.21, оцениваются спектральной плотностью $e_ш/\sqrt{f} = 40$ мкВ/$\sqrt{Гц}$[1]. В полосе частот $\Delta f = 140$ Гц $e_ш \approx 480$ мкВ, что при $U_{\max} = 1$ В соответствует динамическому диапазону $D \approx 66$ дБ.

Пример расчета гираторного АЛФ (пример 5.1). Задано:

полоса пропускания $f_{-\varkappa} - f_{\varkappa} = 855 - 1005$ Гц;

неравномерность затухания в полосе пропускания $a_{\max} \leqslant 0{,}5$ дБ;

полосы задерживания 0—796 и 1080 — ∞, Гц;

затухание в полосе задерживания $a_{\min} \geqslant 45$ дБ;

диапазон рабочих температур $-40 \div +80°$ С.

Допускаются дополнительная неравномерность до 3 дБ на частотах $f_{-\varkappa}$, $f_{\varkappa}$ и изменение уровня передачи на центральной частоте f_0 на ± 1 дБ).

Расчет. На основании материала подразд. 3.6 находим границу полосы задерживания Ω_k ФНЧ-прототипа:

$$f_0 = \sqrt{f_{\varkappa} f_{-\varkappa}} = 927 \text{ Гц}; \quad \Omega_k = (f_k/f_0 - f_0/f_k)/(f_{\varkappa}/f_0 = f_0/f_{\varkappa}) = 0{,}3067/0{,}1618 = 1{,}8961.$$

По справочнику [16] выбираем ФНЧ -прототип Золотарева—Кауэра порядка $n = 6$ без потерь, обеспечивающий затухание $a_{\max} = 0{,}177$ дБ $< 0{,}5$ дБ и $a_{\min} > 50$ дБ. При этом получаем запас по неравномерности на частотах $f_{\varkappa}$ и $f_{-\varkappa}$ (допускается затухание 3 дБ) и в полосе задерживания ($a_{\min} = 45$ дБ), который частично можно использовать на компенсацию неидеальности элементов фильтра. Фильтры Золотарева—Кауэра удобны для гираторной АЛФ-реализации, поскольку, как указывалось выше, обладают малым разбросом значений индуктивностей.

По известной методике [16] от схемы ФНЧ переходим к схеме полосового LC-фильтра-прототипа (рис. 5.22, *а*). Рассчитанные значения его элементов приведены в табл. 5.3.

---

[1] Графики рис. 5.21, а также сведения о спектральной плотности шумов ИМС 409СС приводятся по данным В. И. Молоткова и М. Д. Садовского (ЛПИ, Ленинград).

Таблица 5.3

Значения элементов полосового LC-фильтра

№ элемента	R_ν (пр), кОм	L_ν (пр), мГн	C_ν (пр), нФ
1	1	30,79	957,74
2	1	118,54	154,82
3	—	190,4	248,65
4	—	17,352	1698,66
5	—	46,42	466,29
6	—	62,743	643,29
7	—	36,182	814,63

Выделяем из схемы рис. 5.22, *а* Г-образные блоки индуктивностей, для чего представляем ее в виде схемы (рис. 5.22, *б*), содержащей четыре Г-образных звена. Звено № 2 содержит наибольшую индуктивность фильтра; разделяем индуктивность L_4 на две индуктивности L_4' и L_4'' таким образом, чтобы звено № 2 имело единичное отношение индуктивностей: $L_4' = L_3 = 190{,}4$ мГн; $L_4'' = L_4L_4'/(L_4' - L_4) = 19{,}085$ мГн. Этим достигается минимизация потерь в указанном звене, требующем применения гираторов с наибольшим сопротивлением гирации R_G, а следовательно, с наименьшей их добротностью Q (см. рис. 5.9). С учетом этой же зависимости в звене № 3, обладающем наименьшим средним значением индуктивности $L_{\text{ср}} = \sqrt{L_4''L_5}$, целесообразно использовать гираторы с минимально возможным для них значением $R_G = 15$ кОм. Для остальных звеньев оптимальные значения $R_{G\nu}$ найдены по формуле

$$R_{G\nu} = \left(\sqrt{L_{\max\,\nu}\,L_{\min\,\nu}}\Big/\sqrt{L_{\max\,3}\,L_{\min\,3}}\right) R_{G3}$$

и сведены в табл. 5.4.

Коэффициент масштабного преобразования k LC-прототипа рассчитываем исходя из частоты f_0, максимальной добротности Q и сопротивления гирации R_G любого из четырех звеньев. Получаем для звена № 2

$$k = R_{G2}/(2\pi f_0\sqrt{L_{\max\,2}\,L_{\min 2}}) = R_{G2}/(2\pi f_0\,L_{\text{ср}2}) = 86{,}6.$$

По формулам (5.11) производим масштабное преобразование элементов из табл. 5.3. Результаты расчета приведены в табл. 5.5. Далее, зная значения индуктивностей L_ν и оптимальные значения сопротивлений $R_{G\nu}$ звеньев (см. табл. 5.4), находим емкости нагрузочных конденсаторов гираторов: $C_{\text{н}\nu} = L_\nu/R_{G\nu}^2$. Полученные значения $C_{\text{н}\nu}$ приведены также в табл. 5.5, а гираторный АЛФ-эквивалент схемы рис. 5.22, *б* изображен на рис. 5.22, *в*.

Таблица 5.4

Оптимальные значения $R_{G\nu}$

№ звена	$L_{\text{ср}\,\nu} = \sqrt{L_{\max\,\nu}\,L_{\min\,\nu}}$, мГн	$R_{G\nu}$, кОм
1	60,41	30
2	190,4	96
3	29,77	15
4	47,82	24

Оценим влияние потерь. Решая (5.6) относительно добротностей Q_ν (при однородных потерях), получаем

$$Q_\nu = 8{,}7\frac{f}{f_0}\,\frac{1}{\Delta a_{\text{доб}}}\,\frac{2f_0}{f_\varkappa - f_{-\varkappa}}\,t_{\text{гр}}.$$

В случае идеальных конденсаторов $Q_\nu = 2Q_L$. Подставляя значения частот f_0, $f_\varkappa$ и $f_{-\varkappa}$, находим, что на частоте среза $f = f_\varkappa$ (согласно табл. 3.6 на границе полосы пропускания $\Omega = 1$ фильтра Золотарева—Кауэра групповое время передачи $t_{\text{гр}} = 10$) дополнительное затухание $\Delta a_{\text{доб}} = 1$ дБ возникает при добротности

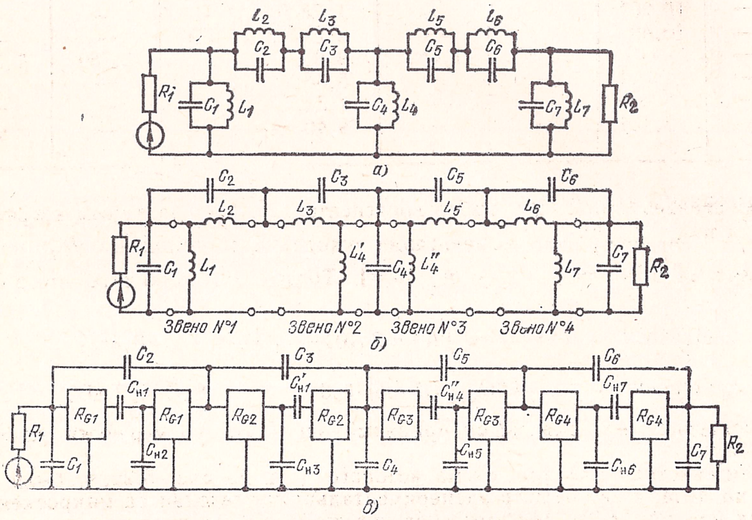


Рис. 5.22. К примеру расчета гираторного полосового фильтра: *LC*-прототип (*а*); то же, с выделением Г-образных блоков индуктивностей (*б*); гираторный АЛФ (*в*)

$$Q_\nu = 8{,}7\cdot\frac{1005}{927}\cdot\frac{1}{1}\,\frac{2\cdot 927}{1005 - 855}\cdot 10 = 1165{,}8,$$

т. е. при $Q_L \approx 580$.

Качественно подобный результат можно получить, рассматривая влияние потерь на примере рис. 5.19, где при относительной полосе пропускания в 5 раз шире для обеспечения удовлетворительной формы АЧХ требуется $Q_\nu \geqslant 150$. В нашем случае можно ожидать $Q_{\min\nu} \approx 1000$, т. е. $Q_L \approx 500$[1].

При практической реализации схемы на рис. 5.22, *в* потребуется настраивать гираторы так, чтобы $f_{\infty\nu} = f_0$, т. е. пороги их самовозбуждения были на частотах, лежащих в полосе пропускания.

По амплитудно-частотным характеристикам, приведенным в [16] (после пересчета их в частотный масштаб ПФ), можно оценить крутизну АЧХ вблизи частот $f_\varkappa$ и $f_{-\varkappa}$ величиной 5—6 дБ на 1% настройки по частоте и по формуле (5.7) — чувствительность $S_{L,C}^{|T|}|_{\max} = 2{,}5 \div 3$ дБ/%, т. е. при $\delta L_\nu + \delta C_\nu = 1\%$ можно ожидать отклонения АЧХ ($\Delta a_{\text{доб}} = 5 \div 6$ дБ). Потребуются тщательная

---

[1] Расчет на ЭВМ показал, что при $Q_L = 200$ дополнительная неравномерность (затухание) составляет: на частотах 855 и 1005 Гц — 2,8 дБ, 860 и 1000 Гц — 1,6 дБ; в остальной части полосы пропускания 0,6—0,7 дБ.

Таблица 5.5

Значения параметров АЛФ

№ элемента	R_ν, кОм	L_ν, Гн	L'_ν, Гн	L''_ν, Гн	C_ν, нФ	$C_{\text{н}\nu}$, нФ	$C'_{\text{н}\nu}$, нФ	$C''_{\text{н}\nu}$, нФ
1	86,6	2,667	—	—	11,055	2,963	—	—
2	—	10,267	—	—	1,7876	11,41	—	—
3	—	16,49	—	—	2,871	1,789	—	—
4	—	—	16,49	1,652	19,613	—	1,789	7,349
5	—	4,021	—	—	5,384	17,87	—	—
6	—	5,475	—	—	7,331	9,505	—	—
7	—	3,134	—	—	9,406	5,441	—	—

настройка звеньев [см. (5.9)] и выбор конденсаторов с температурным коэффициентом $\varkappa_T^{C_{\text{н}},\, \text{н}\nu} = -\varkappa_T^{R_G}$ для компенсации «уходов» сопротивления R_G, например, класса М75 [$\varkappa_T^C = -(75 \pm 30)\cdot 10^{-6}$]. Тогда можно ожидать, что в среднем

$$\delta L_\nu + \delta C_\nu \approx 2\left(\varkappa_T^{R_G} - \varkappa_T^C\right)\Delta T = 2\,(100-75)\cdot 10^{-6}\cdot 60 = 0{,}3\%,$$

$$\delta_\nu\,|T| = S_{L,\,C}^{|T|}\,(\delta L_\nu + \delta C_\nu) = (5-6)\cdot 0{,}3 = 1{,}5 - 1{,}8 \text{ дБ} < 3 \text{ дБ}.$$

Эти значения не превышают принятый запас неравномерности на краю полосы частот.

Характеристики фильтра, схема которого дана на рис. 5.22, *в*, были рассчитаны на ЭВМ, а сам фильтр экспериментально исследован на микросхемных гираторах (см. рис. 5.7). Максимальная чувствительность характеристик к элементам C_ν, $C_{\text{н}\nu}$, $R_{G\nu}$ (среднеквадратическое значение $S_\Sigma^{|T|}$ порядка десятков) сосредоточена в переходной области АЧХ и резко уменьшается в полосе пропускания фильтра ($S_\Sigma^{|T|} < 2{,}5$ на частотах 860 и 1000 Гц и $S_\Sigma^{|T|} < 0{,}8$ на частоте 927 Гц).

Напряжение шумов на выходе фильтра пропорционально среднеквадратической чувствительности характеристик $S_{L_\nu \text{скв}}^{|T|}$ (гираторная индуктивность L_ν является в данном случае источником шума). Значение $S_{L_\nu \text{скв}}^{|T|}$ имеет резко выраженные максимумы на краях полосы пропускания, соответственно и основная мощность шумов сосредоточена в узких участках спектра шириной 15—25 Гц каждая. Шумовые характеристики гираторов рис. 5.7 близки к характеристикам ИМС 409СС, поэтому сделанная выше оценка здесь действительна. Динамический диапазон $D \geqslant 70$ дБ при выходном напряжении $U_{\text{вых}} = 0{,}5$ В (эксперимент показал, что $D = 70 \div 72$ дБ при $U_{\text{вых}} = 0{,}25$ В). Напряжение на входе фильтра не должно превышать 0,5 В во избежание нелинейных явлений.

5.4. КОНВЕРТОРНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ АЛФ

Обобщенный конвертор ОК (см. рис. 5.1, *б*) преобразует (конвертирует) сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}}$, подключенное к одной из двух пар зажимов, реализуя на другой паре сопротивление $Z_{\text{вх}}$, пропорциональное p или $p^{\pm 2}$:

$$Z_{\text{вх}1} = Z_{\text{н}2}/K; \quad Z_{\text{вх}2} = KZ_{\text{н}1},$$

где K — комплексный коэффициент преобразования (конверсии). Сопротивление $Z_{\text{вх}} \sim p^2$ называют суперындуктивностью, а $Z_{\text{вх}} \sim 1/p^2$ — суперемкостью.

Таблица 5.6

Наборы элементов схем двух типов ОК

Тип ОК	Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	K
p	C_1	R_2	R_3	R_4	$pC_1 \dfrac{R_2 R_4}{R_3}$
p^2	C_1	R_2	C_3	R_4	$p^2 C_1 C_3 R_2 R_4$

Таблица 5.7

Реализационные возможности ОК

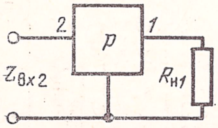
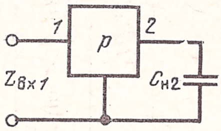
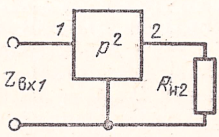
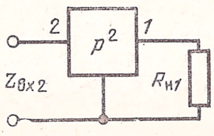
№ схемы	Схема	$Z_{вх}$	Моделируемое сопротивление
1	 2 p 1 Zвх2 Rн1	$pL = p\dfrac{C_1 R_2 R_4 R_{н1}}{R_3}$	Индуктивность (L)
2	 1 p 2 Zвх1 Cн2	$\dfrac{1}{p^2 D} = \dfrac{R_3}{p^2 C_1 C_{н2} R_2 R_4}$	Суперемкость (D)
3	 1 p² 2 Zвх1 Rн2	$\dfrac{1}{p^2 D} = \dfrac{R_{н2}}{p^2 C_1 C_3 R_2 R_4}$	Суперемкость (D)
4	 2 p² 1 Zвх2 Rн1	$p^2 \Gamma = p^2 C_1 C_3 R_2 R_4 R_{н1}$	Супериндуктивность (Γ)

Таблица 5.8

Параметр	Выражения для определения основных параметров схемы			
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4
$Z_{\text{вх}}(Z_i)$	$pL = p\dfrac{C_1 R_2 R_4 R_{\text{н}1}}{R_3}$	$\dfrac{1}{p^2 D} = \dfrac{R_3}{p^2 C_1 C_{\text{н}2} R_2 R_4}$	$\dfrac{1}{p^2 D} = \dfrac{R_{\text{н}2}}{p^2 C_1 C_3 R_2 R_4}$	$p^2 \Gamma = p^2 C_1 C_3 R_2 R_4 R_{\text{н}1}$
$Z_{\text{вх}}(Z_i;\ \mu_0)$	$Z_{\text{вх}}(Z_i)(1+\delta_1+j\delta_2)$, где $\delta_1 \sim \dfrac{4}{\mu_0}$, $\delta_2 \sim \dfrac{4}{\mu_0}$. При $\mu_0 \geqslant 10^3$ $Z_{\text{вх}}(Z_i, \mu_0) \approx Z_{\text{вх}}(Z_i)$ с точностью $\leqslant 0{,}01\%$			
L $D(Z_i;\ \mu_0;\ \omega_\mu)$ Γ	$L(Z_i)\left(1+\dfrac{4}{\mu_0}\dfrac{\omega_0}{\omega_\mu}\right)$	$D(Z_i)\left(1+\dfrac{4}{\mu_0}\dfrac{\omega_0}{\omega_\mu}\right)$		$\Gamma(Z_i)\left(1+\dfrac{4}{\mu_0}\dfrac{\omega_0}{\omega_\mu}\right)$
Q	$\dfrac{\mu_0/2}{\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}+\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)+0{,}5\dfrac{\omega}{\omega_\mu}\left(\dfrac{R_2}{R_3}-\dfrac{R_3}{R_2}\right)}$		$\dfrac{\mu_0 R_4/(R_4+R_{\text{н}2})}{\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}+\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)+\dfrac{\omega}{\omega_\mu}\left(1-\dfrac{R_4}{R_{\text{н}2}}\right)}$	$\dfrac{\mu}{\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}+\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)\left[\left(\sqrt{\dfrac{C_1 R_{\text{н}1}}{C_3 R_2}}+\sqrt{\dfrac{C_3 R_2}{C_1 R_{\text{н}1}}}\right)+\dfrac{\omega}{\omega_\mu}\left(\dfrac{\omega_0}{\omega}-\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)\right]}$
Условие $Q_{\max}$	$R_2 = R_3$ (5.12а)		$R_4 = R_{\text{н}2}$ (5.12б)	$C_1/C_3 = R_2/R_{\text{н}1}$ (5.12в)
ω_0, при которой $Q_{\max}$	$1/(R_{\text{н}1} C_1)$	$1/(R_4 C_{\text{н}2})$	$1/(R_2 C_3)$	$1/\sqrt{C_1 C_3 R_2 R_{\text{н}1}}$
Полоса частот добротности Q	$\omega_{1,2} = \dfrac{\omega_0}{4Q_{\min}}\left(\mu_0 \pm \sqrt{\mu_0^2 - 16Q_{\min}^2}\right)$ (5.13а)			$\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^4 + \dfrac{\omega}{\omega_0}\dfrac{\omega_\mu}{\omega_0}\dfrac{\mu_0}{Q_{\min}} - 1 = 0$ (5.13б)
$Q_{\max}$	$\mu_0/4$			

П р и м е ч а н и е. $\omega_\mu = 2\pi f_\mu$ (см. таб. 1.2).

Схема ОК на ОУ приведена на рис. 5.23. Число конденсаторов среди элементов Z_i схемы ОК определяет порядок частотной зависимости коэффициента преобразования, который описывается соотношением $K = Z_2Z_4/(Z_1Z_3)$, и тип конвертора. В табл. 5.6 приведены наборы элементов для двух схем ОК p- и p^2-типов, а их реализационные возможности указаны в табл. 5.7. Схема № 1 (здесь и далее номера схем даны в соответствии с табл. 5.7) реализует индуктивность посредством конверсии резистивной нагрузки $R_{н1}$. Наряду с гираторами такую ARC-модель индуктивности используют при прямой замене индуктивностей в LC-прототипах.

Входное сопротивление ОК, построенного на реальных ОУ, характеризуется собственно значением частотно-зависимого входного сопротивления $Z_{вх}$ и его добротностью Q. В табл. 5.8 приведены выражения для основных параметров ОК в предположении, что ОУ одинаковы и их АЧХ аппроксимируется выражением (1.1).

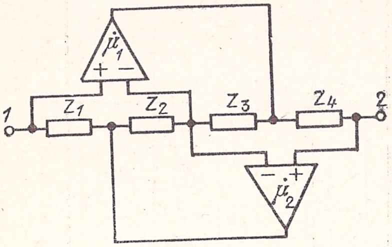


Рис. 5.23. Схема обобщенного конвертора

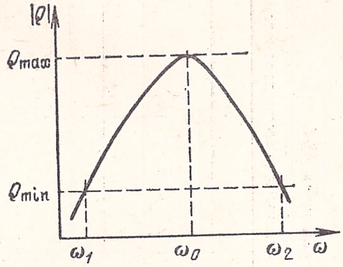


Рис. 5.24. Частотная зависимость $|Q|$

Добротность Q также частотно-зависима (рис. 5.24). Полоса частот от ω_1 до ω_2, в пределах которой Q превышает некоторое заданное значение Q_{min}, называется полосой частот добротности Q.

Условия (5.12) (см. табл. 5.8) максимизируют добротность Q и минимизируют влияние на нее частотных ограничений ОУ.

Частотные зависимости $Q(\omega)$ имеют одинаковый характер для схем № 1, 2, 3. Для схемы № 4 данная зависимость имеет более высокий порядок, что определяет более узкую полосу частот Q, определяемую корнями уравнения (5.13б) (см. табл. 5.8). Это является существенным ограничением применения супериндуктивностей при реализации широкополосных высокоизбирательных фильтров.

Выражения для оценки чувствительностей параметров ОК к изменениям значений его пассивных элементов и параметров μ_0, ω_μ ОУ приведены в табл. 5.9.

На частотах около 100 кГц и выше существенное влияние на Q могут оказать также выходное сопротивление ОУ ($r_{вых ОУ}$) и входная емкость ОУ для синфазного сигнала ($C_{вх ОУ}$). Влияние $r_{вых ОУ}$ на Q сказывается главным образом лишь в случае реализации малых $Z_{вх}$. При реализации больших значений $Z_{вх}$ основное влияние на Q оказывает $C_{вх ОУ}$.

Функциональная регулировка добротности Q применяется для компенсации влияния $r_{вых ОУ}$ и $C_{вх ОУ}$ и обеспечивает $Q \geqslant Q_{min}$. Значение Q регулируется изменением сопротивлений R_3 для ОК p-типа и R_4 для p^2-типа. Для регулировки параметров ОК используют схемы рис. 5.25, *а* и 5.25, *в*, которые являются ARC-аналогами последовательного LC-контура (рис. 5.25, *б*) и получаются из последнего делением всех его импедансов на p. В результате $R_г$ переходит в $C_г$, L в $R_{н1}$, а C — в суперемкость, моделируемую ОК p-типа (см. рис. 5.25, *а*) или ОК p^2-типа (см. рис. 5.25, *в*). Получаемая в процессе регулировки зависимость $U_{вых}(\omega)$ при $U_{вх} = \text{const}$ приведена на рис. 5.25, *г*. Она характеризуется двумя параметрами: $|U_{вых}/U_{вх}|_{min} \approx Q$ и $\omega_p = \sqrt{R_3/(C_1C_{н2}R_{н1}R_2R_4)}$ для ОК

---

[1] См. сноску к табл. 5.8.

Таблица 5.9

Расчет чувствительностей параметров схем ОК

Параметр	Выражения для определения чувствительности параметров			
	№ 1	№ 2	№ 3	№ 4
Моделируемое сопротивление	$L=C_1R_2R_4R_{\text{н1}}/R_3$	$D=R_3/(C_1C_{\text{н2}}R_2R_4)$	$D=R_{\text{н2}}/(C_1C_3R_2R_4)$	$\varGamma=C_1\,C_3\,R_2\,R_4\,R_{\text{н1}}$
Поэлементная чувствительность	$S^L_{C_1}=S^L_{R_2}=$ $=S^L_{R_4}=S^L_{R_{\text{н1}}}=$ $=-S^L_{R_3}=1$	$S^D_{C_1}=S^D_{C_{\text{н2}}}=$ $=S^D_{R_2}=S^D_{R_4}=$ $=-S^D_{R_3}=-1$	$S^D_{C_1}=S^D_{C_3}=S^D_{R_2}=S^D_{R_4}=$ $=-S^D_{R_{\text{н2}}}=-1$	$S^{\varGamma}_{C_1}=S^{\varGamma}_{C_3}=S^{\varGamma}_{R_2}=S^{\varGamma}_{R_4}=S^{\varGamma}_{R_{\text{н1}}}=1$
$S^{L,\,D,\,\varGamma}_{\omega_\mu}$	$-1\Big/\left(1+\dfrac{\mu_0}{4}\,\dfrac{\omega_\mu}{\omega_0}\right)$			
$S^Q_{\mu_0}$	1			
$S^Q_{\omega_\mu}$	$\dfrac{1}{1+2\,\dfrac{\omega_\mu}{\omega_0}\,\dfrac{\omega^2+\omega_0^2}{\omega^2}\,\dfrac{R_2R_3}{R_2^2-R_3^2}}$		$\dfrac{1}{1+\dfrac{\omega_\mu}{\omega_0}\,\dfrac{\omega^2+\omega_0^2}{\omega^2}\,\dfrac{R_{\text{н}_2}}{R_{\text{н2}}-R_4}}$	$\dfrac{1}{1+\left(\sqrt{\dfrac{C_1R_{\text{н1}}}{C_3R_2}}+\sqrt{\dfrac{C_3R_2}{C_1R_{\text{н1}}}}\right)\times\dfrac{\omega_0\omega_\mu}{\omega_0^2-\omega^2}}$
$S^Q_{\omega_\mu}\big\|_{Q_{\max}}$	1			$\dfrac{1}{1+2\,[\omega_0\,\omega_\mu/(\omega_0^2-\omega^2)]}$

Таблица 5.10

Порядок расчета параметров элементов схемы ОК

Шаг	Операция	Схема			
		№ 1	№ 2	№ 3	№ 4
1	Задаемся значением	L (индуктивность)	D (суперемкость)	D (суперемкость)	Γ (суперындуктивность)
2	Принимаем	$R_2=R_3$		$R_4=R_{н2}$	$C_1/C_3=R_2/R_{н1}=1$
3	Из конструктивных и технологических соображений выбираем значение	C_1	$C_1=C_{н2}=C$	$C_1=C_3=C$	$C_1=C_3=C$
4	Задаемся произвольно значением	$R_{н1}$	—	—	$R_2=R_{н1}=R$
5	Вычисляем предварительное значение элемента схемы	$R_4=L/(C_1 R_{н1})$	$R_4=D/C^2$	$R_2=D/C^2$	$R_4=\Gamma/(C^2 R^2)$
6	Если в результате расчетов получаем «неудобные» (например, сильно различающиеся) значения элементов, то повторяем процедуру, начиная с п. 3. Для схем № 2, 3, 4 допустимо применять неодинаковые (неравнономинальные) емкости				
7	Рассчитываем частоту ω_0 максимальной добротности	$1/(R_{н1} C_1)$	$1/(R_4 C_{н2})$	$1/(R_2 C_3)$	$1/\sqrt{C_1 C_3 R_2 R_{н1}}$
8	Вычисляем уточненное значение элемента схемы ОК (с учетом параметров ОУ)	$R_4^*=\dfrac{R_4}{1+\dfrac{4}{\mu_0}\dfrac{\omega_0}{\omega_\mu}}$	$R_4^*=\dfrac{R_4}{1+\dfrac{4}{\mu_0}\dfrac{\omega_0}{\omega_\mu}}$	$R_2^*=\dfrac{R_2}{1+\dfrac{4}{\mu_0}\dfrac{\omega_0}{\omega_\mu}}$	$R_4^*=\dfrac{R_4}{1+\dfrac{4}{\mu_0}\dfrac{\omega_0}{\omega_\mu}}$

p-типа или $\omega_p = \sqrt{R_{н2}/(C_1C_3R_2R_4R_{н1})}$ для ОК p^2-типа. Емкость $C_г$ определяется выражением $C_г = 1/(\omega_p R_{н1})$.

Изменение значений указанных выше элементов при регулировке Q влияет на значение реализуемого $Z_{вх}$, что выражается в изменении ω_p. Поэтому после регулировки Q необходимо произвести регулировку ω_p, которая осуществляется с помощью R_4 для ОК p-типа и R_2 для p^2-типа. Изменение значений этих элементов слабо влияет на Q (эффект второго порядка), поэтому данные регулировки считают независимыми.

Указанные регулировки позволяют также скомпенсировать влияние разбросов значений элементов схемы ОК, вследствие чего на практике можно использовать элементы (R и C) с допусками до ± 10%. При элементах с допусками не хуже ± 1% регулировка ОК, а следовательно, и настройка всего фильтра не требуются.

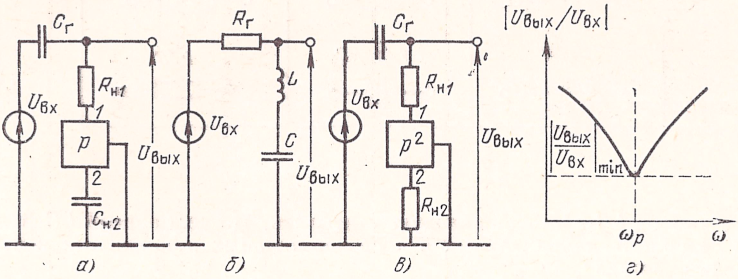


Рис. 5.25. Схемы для регулировки ОК p-типа (*а*) и p^2-типа (*в*), их LC-прототипа (*б*) и измеряемая характеристика (*г*)

Для регулировки параметров ОК, реализующего супериндуктивность (схема № 4), следует также пользоваться схемой рис. 5.25, *в* и настраивать ОК как схему, реализующую суперемкость, учитывая при этом, что ОК с подключенным к зажиму *1* сопротивлением $R_{н1}$ реализует на зажиме *2* частотно-зависимое сопротивление типа супериндуктивности.

Порядок расчета параметров элементов схемы ОК приведен в табл. 5.10. Для реализации ОК рекомендуется выбирать ОУ с внутренней частотной коррекцией, $\mu_0 \geqslant 10^4$, максимально возможной полосой пропускания (f_μ) и минимальным $r_{вых\ ОУ}$.

5.5. ПРОЕКТИРОВАНИЕ КОНВЕРТОРНЫХ АЛФ

Для реализации АЛФ на основе ОК рекомендуются следующие методы:

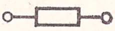
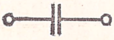
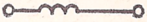
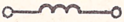
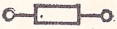
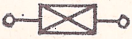
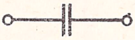
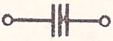
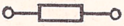
1. Метод прямой замены (ПЗ) индуктивностей L в LC-фильтре конверторными моделями L (аналогично прямой замене L-гираторами, см. подразд. 5.3).

2. Метод частотного преобразования (ЧП) исходного LC-фильтра-прототипа, когда сопротивления всех его элементов умножаются на частотно-зависимый коэффициент, пропорциональный $p^{\pm 1}$ (табл. 5.11). В некоторых случаях (например, при реализации ПФ) элементы одной части исходной LC-схемы делятся на p, а элементы другой — умножаются на p. При этом АЛФ требует введения между преобразованными по-разному частями дополнительного ОК p^2-типа. Зажим *2* конвертора подключается к той части, где преобразование выполнено умножением на p, а зажим *1* — к части, где преобразование осуществлено делением на p (рис. 5.26).

3. Комбинированный метод ПЗ и ЧП, когда часть исходной схемы преобразуется, а другая часть реализуется прямой заменой L. В этом случае АЛФ также содержит дополнительный ОК p-типа, который включается между преобразованной и непреобразованной частями схемы. К преобразованной части подключается зажим *2* конвертора, если преобразование производилось умножением на p, или зажим *1*, если преобразование осуществлялось делением на p (рис. 5.27).

Таблица 5.11

Частотное преобразование элементов

z	z/pk	$z \cdot pk$
R 	R/pk 	pkR 
pL 	L/k 	p^2kL 
$1/pC$ 	$1/p^2kC$ 	k/C 

При выборе *LC*-прототипа следует учитывать, что лестничный *LC*-фильтр не должен содержать параллельных и последовательных резонансных контуров в продольных ветвях.

Для АЛФ-реализации схем *LC*-прототипов с заземленными конденсаторами (например, ФНЧ, табл. 5.12) следует применять метод ЧП с использованием суперемкостей. В рамках выбранной структуры *LC*-прототипа возможны различные варианты *ARC*-моделей. В качестве примера в табл. 5.13 показаны четыре варианта моделей ФНЧ пятого порядка.

Для АЛФ-реализации схем *LC*-прототипов с заземленными индуктивностями (например, ФВЧ, табл. 5.12) применимы методы ЧП и ПЗ. Последний предпочтительнее, если не требуется исключить из АЛФ точные емкости *LC*-прототипа. В противном случае целесообразно применять метод ЧП с использованием супериндуктивностей. Однако при этом необходимо учитывать, что добротность Q супериндуктивности, как отмечалось выше, имеет более узкую полосу частот, и это ограничивает применение данного метода для реализации широкополосных высокоизбирательных фильтров.

Таблица 5.12

***LC*-структуры для конверторной реализации АЛФ**

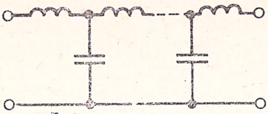
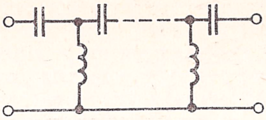
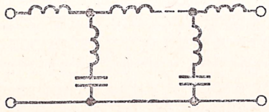
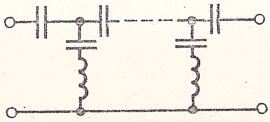
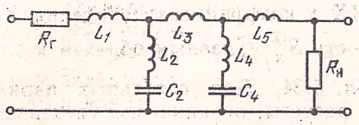
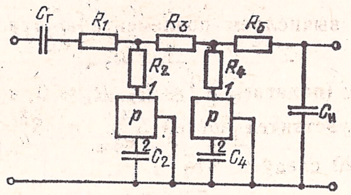
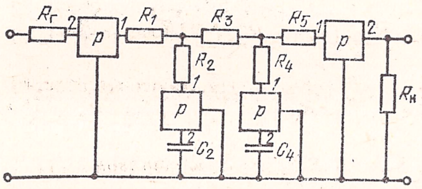
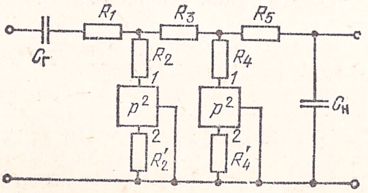
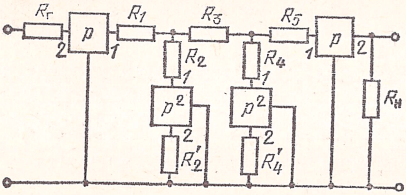
ФНЧ	ФВЧ	Передаточные функции
		Полиномиальные и квазиполиномиальные
		С нулями передачи

Таблица 5.13

Варианты *ARC*-реализации *LC*-ФНЧ пятого порядка

№	Схема	Примечания
1	 $R_г$ L_1 L_3 L_5 L_2 L_4 C_2 C_4 $R_н$	**LC-прототип**
2	 $C_г$ R_1 R_3 R_5 R_2 R_4 1 1 p p 2 2 C_2 C_4 $C_н$	Используется ОК *p*-типа C_2, C_4 могут сохраняться как в *LC* — ФНЧ (четыре ОУ)
3	 $R_г$ 2 p 1 R_1 R_3 R_5 1 p 2 R_2 R_4 1 1 p p 2 2 C_2 C_4 $R_н$	Аналогично № 2, но с сохранением резистивных нагрузок. Добавляются два ОК (восемь ОУ)
4	 R_1 R_3 R_5 $C_г$ R_2 R_4 1 1 p^2 p^2 2 2 R_2' R_4' $C_н$	Используется ОК p^2-типа. Конденсаторы ОК можно выбрать равнономинальными (четыре ОУ)
5	 $R_г$ p 2 1 R_1 R_3 R_5 1 p 2 R_2 R_4 1 1 p^2 p^2 2 2 R_2' R_4' $R_н$	Аналогично № 4, но с сохранением резистивных нагрузок. Добавляются два ОК (восемь ОУ)

Схемы полосовых фильтров ПФ, полученные с помощью реактансного преобразования частоты из соответствующих ФНЧ-прототипов (см. табл. 5.12), не могут быть реализованы в виде лестничных *LC*-цепей со всеми заземленными *L* или *C*. Основная трудность АЛФ-реализации ПФ, для преодоления которой нет готовых рецептов, заключается в искусстве применения эквивалентных преобразований (типа преобразований Нортона) исходной структуры ПФ с целью получения схемы, не содержащей параллельных и последовательных контуров в продольных ветвях. Исключение составляют известные *LC*-структуры ПФ типа приведенных в табл. 5.14, допускающие непосредственную конверторную реализацию.

Для некоторых *LC*-схем ПФ, содержащих последовательные контуры в продольных ветвях (например, типа рис. 5.28, *а*), также допустима непосредственная конверторная реализация (без применения эквивалентных преобразований *LC*-прототипа) (рис. 5.28, *б*), но при этом АЛФ получается, как правило, неоптимальным с точки зрения необходимого числа ОУ. (В схеме рис. 5.28 требуются десять ОУ для реализации ПФ восьмого порядка.)

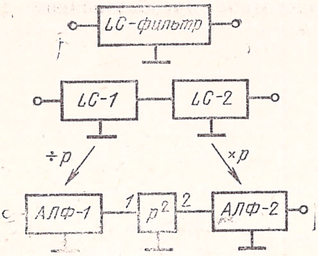


Рис. 5.26. Активный ЛФ в виде каскадного соединения преобразованных по-разному *LC-1*- и *LC-2*-прототипов

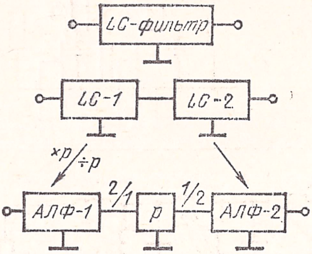


Рис. 5.27. Активный ЛФ в виде каскадного соединения преобразованной *LC-1* и непреобразованной *LC-2* частей

Широкополосные ПФ при отношении частот срезов их АЧХ более 3—5 рекомендуется реализовать в виде каскадного согласованного включения ФНЧ с заземленными конденсаторами и ФВЧ с заземленными индуктивностями, реализуемых методом ЧП или ПЗ. Каждый такой фильтр (ФНЧ к ФВЧ) рассчитывается для единой выбранной аппроксимации на половину величины заданной неравномерности в полосе прозрачности ПФ, но на полную заданную крутизну среза его АЧХ (для ФНЧ — в области верхних частот, для ФВЧ — в области нижних частот). При такой реализации результирующая АЧХ ПФ будет иметь в полосе прозрачности требуемую величину неравномерности (равную сумме неравномерностей АЧХ ФНЧ и ФВЧ), но ее характер будет отличаться от выбранной аппроксимации для ФНЧ и ФВЧ. Результирующий АЛФ должен содержать дополнительный ОК, включаемый между ФНЧ и ФВЧ (аналогично рис. 5.26 или 5.27).

Для *ARC*-реализации каскадное соединение *LC*-прототипов ФНЧ и ФВЧ можно оптимизировать в смысле минимизации числа необходимых ОК. Процедура оптимизации состоит в следующем:

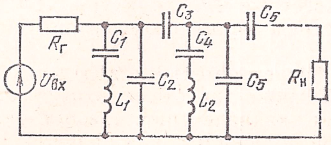
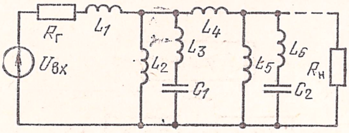
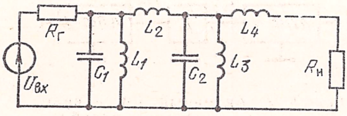
1. Если в месте соединения ФНЧ содержит шунтирующий конденсатор *C*, а ФВЧ — шунтирующую индуктивность *L*, то их можно поменять местами. В этом случае при частотном преобразовании они обращаются в резисторы (табл. 5.15, п. 1).

2. Допускается также частичный перенос шунтирующего элемента у места соединения ФВЧ и ФНЧ (табл. 5.15, п. 2, 3).

3. Если при соединении ФНЧ и ФВЧ в месте соединения нет шунтирующих элементов, то ПФ содержит продольные элементы *L* на входе ФНЧ и *C* на выходе ФВЧ. В данном случае применяют преобразование приближенной эквивалент-

Таблица 5.14

LC-структуры ПФ, пригодные для непосредственной ARC-реализации

Схемы ПФ	Рекомендуемый метод ARC-реализации
 $R_г$ C_1 C_3 C_4 C_6 $U_{вх}$ C_2 C_5 $R_н$ L_1 L_2	**Прямая замена индуктивности**
 $R_г$ L_1 L_4 L_3 L_6 $U_{вх}$ L_2 L_5 $R_н$ C_1 C_2	Частотное преобразование делением на p
 $R_г$ L_2 L_4 C_1 L_1 C_2 L_3 $R_н$ $U_{вх}$	

ности (табл. 5.15, п. 4), при котором продольные L_1 (на входе ПФ) и C_n (на выходе ПФ) заменяются соответственно шунтирующими L_1' и C_n'. При этом изменяются также значения $R_г$ и $R_н$. Значения L_1', $R_г'$, и C_n', $R_н'$ выбираются по табл. 5.15. Появляющееся изменение АЧХ в зоне задерживания пренебрежимо мало́ и допустимо для значений полосы пропускания $\omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa} \leqslant 0{,}3\omega_0$, где ω_0 — центральная частота ПФ.

Чувствительность характеристик АЛФ полностью определяется поэлементной чувствительностью LC-прототипа, поскольку при его частотном преобразовании топология схемы не изменяется:

$$S_{L_i(C_i)}^{T\,(j\omega)} = S_{Z_i}^{T\,(j\omega)},$$

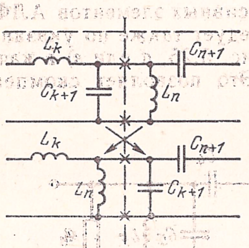
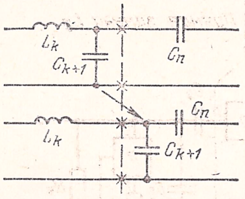
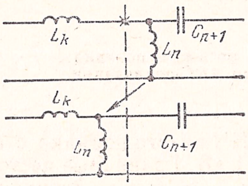
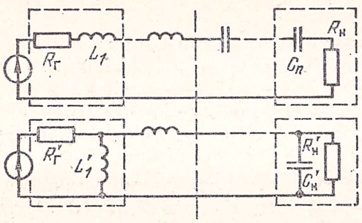
где T (jω) — передаточная функция LC-прототипа и АЛФ; L_i, C_i — элементы схемы LC-прототипа; Z_i — элементы схемы АЛФ (пассивные R, C и моделируемые ОК).

Выше, в подразд. 5.4, приводилась чувствительность моделируемого частотно-зависимого сопротивления к изменениям пассивных элементов и параметров ОУ. Поэлементные чувствительности LC-прототипов приводятся в справочниках по расчету LC-фильтров. Зная это, нетрудно вычислить чувствительность передаточной функции АЛФ к изменениям пассивных элементов и параметров ОУ (x_j):

$$S_{x_j}^{T\,(j\omega)} = S_{Z_i}^{T\,(j\omega)}\, S_{x_j}^{Z_i},$$

Таблица 5.15

Элементы оптимизации каскадного соединения ФНЧ и ФВЧ

№	Схема		Операция	Примечания
	ФНЧ	ФВЧ		
1	 L_k C_{n+1} C_{k+1} L_n L_k C_{n+1} L_n C_{k+1}		Взаимозаменяемость элементов	Значения L_n и C_{k+1} не изменяются
2	 L_k C_{k+1} C_n L_k C_n C_{k+1}		Односторонний перенос элементов	Значения C_{k+1} и L_n не изменяются
3	 L_k L_n C_{n+1} L_k L_n C_{n+1}			
4	 $R_Г$ L_1 $R_н$ C_n $R'_Г$ L'_1 $R'_н$ $C'_н$		Преобразование приближенной эквивалентности	$R'_г = R_г + \omega_0^2 L_1^2 / R_г$; $L'_1 = L_1 [R_г^2 / (\omega_0^2 L_1^2) + 1]$; $R'_н = R_н + 1 / \omega_0^2 R_н C_n^2)$; $C'_n = C_n [1/(1 + \omega_0^2 R_н^2 C_n^2)]$

т. е. можно оценить долю, вносимую ОК в чувствительность характеристик проектируемого АЛФ.

Конверторный АЛФ настраивается (регулируется) следующим образом:

подбираются или подгоняются не входящие в схемы ОК элементы R и C под рассчитанные значения;

по указанной выше методике регулируются отдельные схемы ОК, моделирующие L, D или $Г$.

Реализованный таким способом АЛФ не требует послесборочной настройки.

При невозможности точного исполнения пассивных элементов АЛФ, не входящих в схемы ОК, настраивать последний следует также по указанной выше методике, включив в схемы для настройки (рис. 5.25, *а* или *в*) в качестве $R_{н1}$ элементы соответствующих звеньев фильтра. Это позволяет скомпенсировать неточности исполнения элементов АЛФ

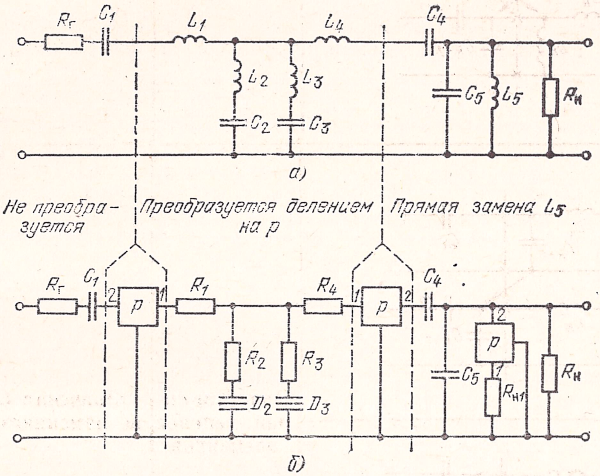


Рис. 5.28. Активный полосовой ЛФ восьмого порядка:
а) *LC*-прототип; *б*) непосредственная *ARC*-реализация

Пример 5.2. Требуется реализовать ФНЧ пятого порядка с всплесками затухания и неравномерностью АЧХ $a_{\max} = 0{,}1$ дБ. Граничные частоты полосы пропускания $f_{\varkappa} = 10$ кГц, полосы задерживания $f_k = 16$ кГц. Затухание $a_{\min} = 45$ дБ.

Расчет. 1. Согласно заданным требованиям выбираем по табл. П.1.12 справочника [16] *LC*-ФНЧ пятого порядка (рис. 5.29, *а*), элементы которого для $f_{\varkappa} = 10$ кГц и выбранных $R_г = R_н = 1$ кОм имеют следующие значения: $L_1 = 16{,}4885$ мГн; $L_2 = 2{,}179$ мГн; $C_2 = 19{,}56$ нФ; $L_3 = 26{,}372$ мГн; $L_4 = 6{,}269$ мГн; $C_4 = 15{,}452$ нФ; $L_5 = 13{,}388$ мГн.

2. Применяем метод частотного преобразования: делим сопротивления всех элементов выбранного *LC*-прототипа (рис. 5.29, *а*) на pk и переходим к АЛФ, содержащему две суперемкости (рис. 5.29, *б*). Для того чтобы избежать «неудобных» значений элементов АЛФ, в качестве k выбирают отношение значения одного из первых элементов *LC*-прототипа к сопротивлению его входной нагрузки. В данном случае удобно выбрать $k = L_1/R_г$.

После преобразования АЛФ (рис. 5.28, *б*) имеет следующие значения элементов: $C_г = 16{,}5$ нФ; $R_1 = 1$ кОм; $R_2 = 132$ Ом; $D_2 = 322{,}52 \cdot 10^{-15}$; $R_3 = 1{,}6$ кОм; $R_4 = 380$ Ом; $D_4 = 254{,}78 \cdot 10^{-15}$; $R_5 = 812$ Ом; $C_н = 16{,}5$ нФ.

3. Для реализации суперемкостей (D_2 и D_4) используем схему 2 табл. 5.7. Выбираем ОУ 140УД6Б с внутренней коррекцией, $\mu_0 = 50 \cdot 10^3$ и $f_{\mu} = 20$ Гц.

Рассчитываем значения элементов схем суперемкостей в соответствии с табл. 5.10. Результаты расчетов приведены ниже:

Задано	$D_2=322{,}52\cdot10^{-15}$	$D_4=254{,}78\cdot10^{-15}$
Принимаем	$R_2=R_3=10$ кОм	
Выбираем	$C_1=C_{н2}=5{,}1$ нФ	
Вычисляем R_4, кОм	12,4	9,795
Рассчитываем ω_0, Гц	15813	20017
Вычисляем R_1^* кОм	12,277	9,672

(Нумерация элементов здесь соответствует рис. 5.23 и табл. 5.10)

Полная схема АЛФ приведена на рис. 5.29, *в*. В ней введен дополнительный резистор $R_6 = 1$ МОм для обеспечения режима ОУ по постоянному току.

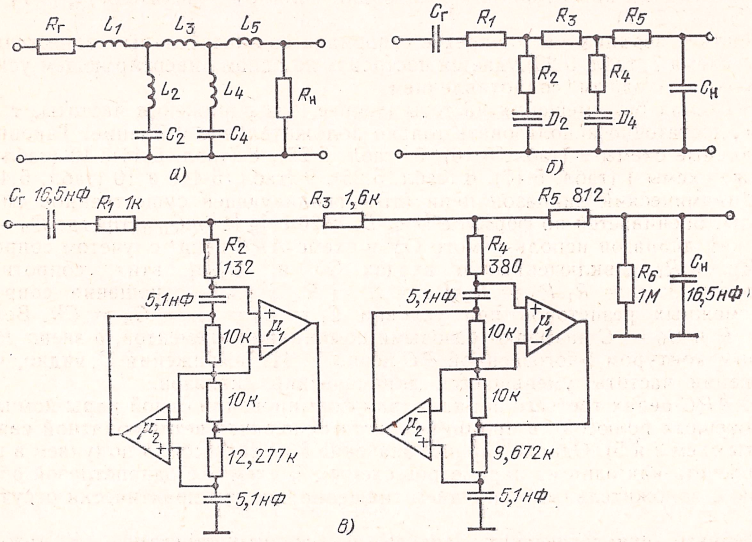


Рис. 5.29. Пример реализации ФНЧ пятого порядка:
а) LC-прототип; *б)* *ARC*-модель; *в)* полная схема фильтра

5.6. НЕКАСКАДНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ *ARC*-ЦЕПЕЙ НА ОДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

В настоящем и двух последующих подразделах излагаются методы расчета некаскадных структур с передаточными функциями вида (5.1), где полиномы v_n знаменателя степени $n = 3$ или 4, а полиномы числителя имеют вид: $f_m = M$ — полиномиальный ФНЧ; $f_m = M\Lambda^n$ — ФВЧ либо

$$f_m = M a_n^k \Lambda^{k(n-2)} f_2(\Omega_z, Q_z, \Lambda).$$

Последнее выражение соответствует корректирующей *ARC*-цепи или фильтру с всплеском затухания (при $1/Q_z = 0$). Здесь M — частотно-независимый коэффициент; $\Lambda = j\Omega$; Ω — нормированная частота; Ω_z — нормированная частота нуля; Q_z — добротность нуля передаточной функции; $k = 0$ (ФНЧ) или $k = 1$ цепь верхних частот).

Схемы предлагаемых некаскадных структур представлены в табл. 5.16, 5.17, 5.25, 5.29, 5.44, 5.48[1]. В остальных таблицах подразд. 5.7 и 5.8 изложены алгоритмы расчетов.

Для реализации полиномиальных передаточных функций применяется схема рис. 5.2. Для реализации полинома числителя f_m (Ω_z, Q_z, Λ) в узлы пассивной цепи $R_\nu C_\nu$ схемы рис. 5.2 вводится дозированное нужным образом напряжение сигнала, для чего левые концы резисторов $R'_{\text{д}\nu}$ подсоединяются либо к входу схемы, либо к выходу вспомогательного инвертирующего усилителя (с коэффициентом усиления меньше единицы), своим входом подключенного к входу схемы. В качестве такого вспомогательного инвертора обычно используется транзистор (схемы 3 и 4 табл. 5.17, схема 6 табл. 5.25, схема 9 табл. 5.44, схема 11 табл. 5.48).

Для реализации смещения частоты, характеризуемого коэффициентом $b = \omega_{RC}/\omega_N$ (ω_{RC} — частота базового контура RC-цепи, ω_N — частота нормирования передаточной функции) необходимо иметь петли обратной связи с положительным и отрицательным усилениями. Для последнего также используются транзисторы (VT_1 и VT_3 на схемах 1 и 3), причем один из них может совмещать функции инвертора для реализации полинома числителя f_m (VT_1 на схеме 3 табл. 5.17).

Фильтр верхних частот третьего порядка со значительным понижением частоты (схема 7 табл. 5.29) удается построить на одном инвертирующем усилителе с высоким входным сопротивлением.

В схемах без смещения частоты (точнее, без понижения частоты, т. е. при $b \leqslant 1$) достаточно использовать только положительное усиление. Таковы полиномиальные схемы 2 (табл. 5.16), 5 (табл. 5.25), 8 (табл. 5.44), 10 (табл. 5.48), а также схемы 4 (табл. 5.17), 6 (табл. 5.25), 9 (табл. 5.44) и 10 (табл. 5.48).

Динамический диапазон цепи (дБ), реализующей существенное смещение частоты, оценивается по формуле $D \leqslant D_0 - 20n\,|\lg\,[b/(mQ_{\max})]|$, где D_0 — динамический диапазон используемого ОУ в схеме ARC-цепи с учетом сопротивлений $R_{(+)}$ и $R_{(-)}$, включенных на входах ОУ и шума этих сопротивлений (см. разд. 1); $m = R_1/R_2 = R_2/R_3 = \ldots = R_{n-1}/R_n$ — отношение сопротивлений смежных резисторов при условии $C_1 = C_2 = \ldots = C_n = C$[2]. Величины $R_n = R$ и $C_n = C$ называют базовыми номиналами элементов, а звено $R_n C_n$ — базовым контуром многозвенной RC-цепи. Из выражения D видно, что при понижении частоты уменьшается динамический диапазон.

В ARC-цепях третьего порядка (для формирования одной пары комплексно-сопряженных полюсов), в принципе, достаточно одной петли обратной связи (варианты схем 2 и 5). Однако заранее значение b не задается (b получаем в результате расчета как один из параметров схемы). В схемах с однопетлевой обратной связью с положительным усилением смещение частоты практически отсутствует, т. е. $b \approx 1$.

Оценка технологических качеств некаскадных структур. К важнейшим технологическим показателям относятся: необходимая точность выполнения пассивных элементов; количество и пределы регулировок номиналов элементов при настройке собранной схемы; разброс значений D_{RC} пассивных элементов; критерий G_T (см. ниже).

Требуемая точность выполнения элементов и указания по настройке схемы определяются ее элементной чувствительностью. Расчет чувствительности является обычным этапом проектирования и может быть с достаточной точностью выполнен по приведенным выше формулам.

Опыт проектирования и реализации некаскадных структур показывает, что требования к точности элементов возрастают пропорционально реализуемой добротности полюсов и точности реализуемых характеристик. Для настройки полиномиальных схем в зависимости от их порядка и требуемой точности обычно достаточно регулировки одного-двух элементов. Для настройки схем с нулями передачи требуется регулировка глубины и положения нуля (еще один-два регулируемых элемента). Разброс D_R номиналов резисторов в равноемкостных цепях с шагом сопротивлений m по существу оказывается «запрограммированным» сразу же после выбора параметра m: $D_R = R_{\max}/R_{\min} = m^{n-1}$ для $m \geqslant 1$ либо $D_R = m^{1-n}$ для $m < 1$. Для употребительных значений $m = 1/2 \div \sqrt{2}$ и $n = 3 \div 4$ соответственно $D_R = 2{,}82 \ldots 16$.

---

[1] Таблицы приводятся ниже, в подразд. 5.7 и 5.8.

[2] Исключение составляет схема 2, имеющая равнорезисторный (разноемкостный) вариант выполнения (табл. 5.22 и 5.23).

Для схемы 2 в равнорезисторном варианте (табл. 5.22, 5.23) $D_R = 1$; $D_C = C_{\max}/C_{\min}$.

Критерий G_T равен отношению суммарной «постоянной времени» $\sum\limits_{\nu=1}^{n} R_\nu^* C_\nu^*$ (гипотетической) ARC-цепи, в которой нет смещения частот полюсов, к сумме $\sum\limits_{\nu=1}^{n} R_\nu C_\nu$ реальной ARC-цепи, в которой имеется сдвиг частоты $b \neq 1$. При реализации ARC-цепей диапазона низких и инфранизких частот обычно стремятся выполнить $b > 1$. Тогда

$$\sum_{\nu=1}^{n} R_\nu^* C_\nu^* > \sum_{\nu=1}^{n} R_\nu C_\nu \text{ и критерий } G_{\text{т}} = \sum_{\nu=1}^{n} R_\nu^* C_\nu^* \Big/ \sum_{\nu=1}^{n} R_\nu C_\nu$$

прямо характеризует выигрыш (высвобождение) площади подложки микросхемы за счет электронного понижения частот полюсов. Формулы для вычисления $G_{\text{т}}$ приводятся ниже при описании конкретных схем.

Оценка эксплуатационных качеств некаскадных структур. Влияние неидеальности ОУ. Для оценки работоспособности спроектированного звена определяется ожидаемая нестабильность δa_i и δb_i коэффициентов реализуемой функции.

Нестабильность δa_i складывается из нестабильности $\delta a_i\,(RC)$, вызванной нестабильностью элементов R_ν и C_ν схемы:

$$\delta a_i\,(R_\nu) = S_{R_\nu}^{a_i}\,\delta R, \quad \delta a_i\,(C_\nu) = S_{C_\nu}^{a_i}\,\delta C_\nu,$$

и нестабильности δa_i (ОУ), вызванной влиянием ОУ. Составляющую $\delta a_i\,(RC)$ можно сократить конструктивными мерами (выбор высокостабильных элементов и т. п.). Составляющая δa_i (ОУ) значительно хуже поддается контролю.

За счет конечности усиления μ_0 (на низкой частоте и без обратных связей) и ограниченности полосы пропускания реальный операционный усилитель вносит «поправку» δa_i (ОУ) к «номинальным» значениям параметров функции передачи a_{i0}. Постоянную поправку можно легко учесть некоторой коррекцией настройки выполненной схемы таким образом, чтобы обеспечить заданные значения a_i. К сожалению, поправка δa_i (ОУ) при неправильном выборе ОУ может достигать 20% и более и зависит от нестабильности μ_0, которая от образца к образцу и в диапазоне температур $t^\circ = [-60,\ 80]^\circ$ С изменяется у современных ОУ приблизительно в пределах $[0{,}6;\ 1{,}3]\mu_{0\text{нач}}$, где $\mu_{0\text{нач}}$ — паспортное значение в нормальных условиях. Соответственно поправка к коэффициенту a_{i0}, обратно пропорциональная значению μ_0 ($\delta a_{i\,\text{нач}}$ (ОУ) — поправка, соответствующая $\mu_{0\,\text{нач}}$), изменяется в пределах $\delta a_i\ (\text{ОУ}) = (1{,}67 \div 0{,}8)\,[\delta a_{i\,\text{нач}}\ (\text{ОУ})]$. Это означает, что реализуемый коэффициент a_i с учетом неидеальности ОУ: $a_i = a_{i0} \times [1 + \delta a_i\ (\text{ОУ})] = a_{i0}\,\{1 + (1{,}67 \div 0{,}8)\,[\delta a_{i\,\text{нач}}\ (\text{ОУ})]\}$ имеет неконтролируемую погрешность, равную $0{,}9\delta a_{i\,\text{нач}}$ (ОУ).

Таким образом, необходимо минимизировать ожидаемую нестабильность δa_i (ОУ) еще на стадии проектирования, для чего следует уменьшить саму поправку $\delta a_{i\,\text{нач}}$ (ОУ). Последняя существенно зависит от характеристик корректирующей цепи, вводимой в ОУ для обеспечения устойчивости, поскольку определяется шириной полосы пропускания $f_{\text{у}0}$ ОУ с коррекцией, но без обратных связей (см. табл. 1.3). Величина поправки имеет порядок

$$\delta a_{i\,\text{нач}}\ (\text{ОУ}) \approx \left(a_{i-1} + \frac{2K_0}{b^{i-1}}\right) \frac{1}{a_i}\, \frac{f_N K_0}{f_{\text{у}0}\, \mu_{0\text{нач}}}, \qquad (5.14)$$

где f_N — частота нормирования (обычно частота среза фильтра или частота доминирующего полюса); K_0 — используемое в ARC-цепи усиление ОУ; b — коэффициент смещения частоты. Кроме того, неидеальность ОУ сказывается на появлении дополнительных (весьма удаленных) полюсов, незначительно искажающих характеристики ARC-цепей (погрешности Δ_4 для цепей третьего и Δ_5 для цепей четвертого порядков).

При наличии в микросхеме ОУ выводов для внешней коррекции имеется, как правило, возможность выполнить ее без лишнего запаса.

В приводимых ниже схемах ФВЧ, кроме схемы 7 (табл. 5.29), а также ФНЧ с однопетлевой обратной связью (вариант схемы 2), в которых нет обратной связи на неинвертирующий вход, коррекция ОУ выбирается по табл. 1.3 соответственно вычисленному значению K_0. При этом полоса пропускания $f_{у}$ превосходит значение f_μ полосы пропускания ОУ с коррекцией, рассчитанной на режим повторителя.

В схемах ФНЧ с многопетлевой обратной связью, где нижний вывод конденсатора $C_п$ подсоединен к выходу ОУ через делитель $R'_{дп}$ — $R''_{дп}$, операционный усилитель устойчив при слабой коррекции, вводимой из расчета на гипотетическое усиление

$$K_{\max}=1\Bigg/\left|\frac{1}{K_0}-\frac{R'_{дп}}{R'_{дп}+R''_{дп}}\right|.$$

Соответствующее значение полосы пропускания $f_{у0}$ (см. табл. 1.3) может значительно превосходить f_μ, приближаясь к частоте $f_{у1}$ — полосе пропускания ОУ без коррекции (см. табл. 1.2).

В подобных схемах рекомендуется ограничивать сопротивление $R''_{ос}$ несколькими десятками килоом (до 100) во избежание дополнительных фазовых сдвигов на входной емкости ОУ и появления высокочастотной (порядка мегагерц) генерации.

В схемах 1 и 3, где имеется дополнительная инверсия в петле обратной связи по неинвертирующему входу, требуется более глубокая коррекция, обычно из расчета на $K_0 = 1$ (т. е. $f_{у0} = f_\mu$). Однако, поскольку схемы 1 и 3 применяются в диапазоне очень низких частот ($b > 2$), этот проигрыш в полосе пропускания практического значения не имеет.

Таким образом, для схем 1 и 3 рекомендуются ОУ с внутренней (встроенной) коррекцией. Для остальных схем для диапазона частот f_N порядка единиц килогерц вид коррекции практически безразличен, а для диапазона $(10 \div 20) > f_N > (3 \div 5)$ кГц рекомендуются ОУ с внешней коррекцией и тщательный подбор элементов корректирующей цепи для минимизации поправок $\delta a_{i\,нач}$.

При использовании ОУ с внутренней коррекцией следует в (5.14) и соответствующих выражениях поправок δa_i в приводимых ниже таблицах частоту $f_{у0}$ заменить f_μ (см. табл. 1.2). Проигрыш в значении δa_i (и соответственно в стабильности характеристик реализуемой ARC-цепи) окажется при одинаковых μ_0 порядка $f_{у0}/f_\mu \approx \sqrt{K_0/2} \div K_0$.

Исходные данные для проектирования схем. Исходными для проектирования (расчета) схем звеньев являются: коэффициенты a_i (знаменателя) и b_i (числителя) реализуемой функции, а также дополнительные параметры или требования, которые в процессе расчета могут уточняться и согласовываться. К этим параметрам относятся:

коэффициент «плоского» (избыточного) усиления M или пределы его возможных вариаций (см. функции передачи звеньев);

внутреннее сопротивление $R_г$ источника сигнала и его вариации;

входное сопротивление $R_{вх.зв}$ на очень низких или очень высоких частотах;

сопротивление нагрузки звена $|Z_{н.зв}|$ на рабочих частотах;

максимальное неискаженное выходное напряжение $U_{вых\,\max}$ на рабочих частотах;

эксплуатационные условия (главным образом диапазон рабочих температур);

допустимая нестабильность δa_i, δb_i параметров, в том числе вызванная влиянием ОУ;

конструктивные требования (могут быть оговорены тип и свойства, в частности стабильность и точность номиналов рекомендованных к применению элементов, или, наоборот, разработчику предоставляется полная свобода в выборе радиокомпонентов).

Коэффициент плоского усиления M для всех схем, кроме схемы 3, равный используемому усилению K_0, является несвободным параметром и получается в результате расчета. Однако при необходимости можно в процессе расчета варьировать некоторыми свободными параметрами (например, m и b), чтобы обеспечить значение $M = K_0$, близкое к заданному. Схемы 5 и 6 ФВЧ имеют фиксированное значение $M = K_0 = 1$. Частью нужных для расчета значений разработчику приходится задаваться из конструктивных или иных соображений.

Указания к проектированию схем. Проектирование состоит из следующих основных этапов:

I. Оценка ожидаемой погрешности и выбор типа ОУ для реализации ИНУН K_0. Выбор базового номинала R и C, оценка необходимости, возможности и численного значения сдвига частоты полюсов b.

II. Последовательный расчет элементов упрощенной (идеализированной) модели звена.

III. Учет свойств реального ОУ и соответствующее уточнение полученных на предыдущем этапе значений.

IV. Расчет чувствительности параметров реализуемой функции к изменениям элементов схемы. Расчет ожидаемой погрешности.

Этап I проектирования является оценочным. Выбираются и согласовываются взаимно связанные значения. Наиболее существенным шагом здесь являются оценка пригодности и отбраковка ОУ по его параметрам.

Основные параметры ОУ: μ_0, f_{y0}, вид коррекции. Дополнительные параметры: особенности входного каскада (на биполярных или полевых транзисторах); входное сопротивление $r_{вх}$; допустимая нагрузка $R_{нОУ}$ на низких частотах; скорость нарастания выходного напряжения или максимальное неискаженное выходное напряжение U_{max} на заданной частоте [см. формулу (1.2)], динамический диапазон D_0 в условиях применения в схеме звена.

По основным параметрам предварительно оценивается пригодность выбранного ОУ (либо, наоборот, выбирается ОУ) с точки зрения вносимой им погрешности, которая оценивается по (5.14) как наибольшая для заданных a_i (коэффициентов реализуемой функции $i = 1, \ldots, n$). Ориентировочно $K_0 = 2 \div 3$, а коэффициент понижения частоты $0{,}6 < b < 1{,}5$ для всех схем, кроме 1, 3 и 7. В схемах 1, 3 и 7 с большим понижением частоты для реализации $b > 2$ и $G_T \geqslant 2$ значение $|K_0| \geqslant 20 \div 60$, но, поскольку они предназначены для диапазона низких частот $f_N \leqslant 100$ Гц, погрешность δa_i (ОУ) остается небольшой. Обычно допустимая погрешность δa_i во всех случаях не должна превосходить значение порядка 1%.

По дополнительным параметрам ОУ проверяются возможность обеспечения заданного неискаженного выходного напряжения на рабочих частотах, выбор базовых номиналов R и C, динамический диапазон схемы.

В случае применения ОУ на биполярных транзисторах рекомендуемое базовое сопротивление $R_{max} \leqslant r_{вх}$. В случае применения ОУ с полевым входом величина сопротивления R сверху ограничена конструктивными факторами и уровнем шума резисторов. Обычно принимают $R_{max} \leqslant 1 \div 5$ МОм. Величина сопротивления R снизу ограничена требованиями входного сопротивления $R_{вх.зв}$ звена. Порядок R_{min} определяется неравенством $R_г < R_{min} < R_{вх.зв}$. Приблизительная величина емкости базового RC-контура $C \approx 1/(2\pi f_N r_{вх})$. Сверху она ограничена конструктивными факторами, снизу — величиной входной емкости ОУ и монтажными емкостями ARC-цепи. В общем, рекомендуется, чтобы $C_{min} > 50 \div 100$ пФ. Если выбранные согласно приведенным рекомендациям R и C не обеспечивают нужную настройку $[RC \neq 1/(2\pi f_N)]$ (или по прямому указанию в техническом задании), то применяют схему со смещением частоты. После выбора b и m оцениваются ожидаемый динамический диапазон и приемлемость принятого схемного решения. Если проверка приемлемости дает отрицательный результат, то пересматриваются соответствующие исходные данные.

Выбирается другой ОУ или пересматривается заданная допустимая нестабильность параметров, если рекомендуемый тип ОУ ее не обеспечивает. Эта неопределенность характерна для I этапа расчета.

Этапы II—IV формализованы и по шагам приведены в таблицах при описаниях схем.

В результате II этапа получаются значения элементов идеализированной модели. Эти данные используются для итерационного процесса учета влияния неидеальности ОУ на III этапе расчета, который заключается в:

1) нахождении измененных значений коэффициентов $a_1^* = a_1(1-\delta_1)$, $a_2^* = a_2(1-\delta_2)$, ..., $a_n^* = a_n(1-\delta_n)$. (Поправки δ_i вычисляются по приведенным ниже формулам для конкретных схем.) Следует заметить, что если поправки δ_i получаются более нескольких процентов, то это обычно указывает на непригодность данного типа ОУ для построения точного и стабильного фильтра (исключение составляют ARC-цепи, работающие без воздействия дестабилизирующих факторов или имеющие большой разрешенный допуск характеристик);

2) повторении расчетов II этапа для значений $a_i^* = a_i(1-\delta_i)$.

Таким образом, на III этапе получаются номинальные расчетные значения элементов реальной (рабочей) схемы проектируемого звена.

Этап IV — это расчет ожидаемой погрешности, включающей и систематическую погрешность. Последняя обусловлена в ARC-цепях нижних частот, содержащих резисторные делители $R'_{\text{д}j} - R''_{\text{д}j}$ или коллекторные резисторы $R_{\text{к}j}$ дополнительных транзисторов VT_j в цепях обратной связи, влиянием конечного сопротивления $R'_{\text{д}j} || R''_{\text{д}j}$ и $R_{\text{к}j}$. Кроме того, во всех случаях неидеальность ОУ формирует дополнительный удаленный полюс передаточной функции (погрешности Δ_4 и Δ_5). Эти погрешности (влияние Δ_4 и Δ_5 обычно пренебрежимо мало́) можно убрать при настройке схем.

Важным на IV этапе является расчет чувствительности, в результате чего получаются данные для суждения о технологичности и работоспособности схемы в эксплуатационных условиях. Эти же данные позволяют правильно выбрать тип и стабильность элементов схемы (или пересмотреть рекомендации по их выбору), а также дают косвенные указания к настройке собранной схемы, в процессе которой устраняются недопустимые случайная и систематическая погрешности.

Если имеющиеся в распоряжении разработчика элементы не обеспечивают требуемых технологичности и стабильности характеристик звена, следует пересмотреть исходные данные (эксплуатационные условия, допустимые неточность и нестабильность) или отказаться от принятой модели и переходить к другим схемам или методам решения поставленной задачи.

Особенности проектирования конкретных схем описаны ниже.

Чувствительность и погрешность характеристик ARC-цепей высоких порядков. Для расчета поэлементной чувствительности $S_{x_j}^T$ передаточной функции $T(\Lambda)$ и погрешности (нестабильности), вызванной погрешностями («уходами») элементов δx_j, вычисляют две независимые величины — чувствительность $S_{p_i}^T$ к параметру p_i ($i = 0, 1, ..., N_p$) и чувствительность $S_{x_j}^{p_i}$ параметра функции к изменению элемента x_j, а затем рассчитывают их комбинации. Например, поэлементные чувствительность и погрешность АХЧ вычисляются как

$$S_{x_j}^{|T|} = \sum_{i=0}^{N_p} S_{p_i}^{|T|} S_{x_j}^{p_i}; \quad \delta|T|_j = S_{x_j}^{|T|}\,\delta x_j. \qquad (5.15)$$

Значения $S_{x_j}^{p_i}$ — частотно-независимые, характеризуют свойства принятой схемы (модели) и вычисляются по табл. 5.21, 5.24, 5.28, 5.31, 5.47, 5.50, причем под параметром p_0 понимается коэффициент M плоского усиления схемы [см. формулу (5.1)], под параметрами p_1, ..., p_i, ..., p_n — коэффициенты a_1, ..., a_i, ..., a_n полинома знаменателя передаточной функции n-порядка, а остальным параметрам $p_{n+1} = \Omega_z$ и $p_{n+2} = Q_z$ (либо $p_{n+2} = d_z = 1/Q_z$) соответствуют параметры нуля передаточной функции, если таковой имеется (в случае корректирующих или режекторных схем). Расчет $S_{x_j}^{\Omega_z}$ не имеет каких-либо особенностей, равно как и расчет $S_{x_j}^{Q_z}$ для корректоров (где $Q_z \neq \infty$). Но в случае режекторных схем ($Q_z = \infty$) применяется особая методика, о которой сказано ниже.

Для всех схем, кроме схемы 7, коэффициент $M = K_0$ и чувствительность вычисляется с помощью тех же таблиц; для схемы 7 методика расчета $S_{x_j}^{M}$ приводится в примечании к табл. 5.31.

Значения $S_{p_i}^{|T|}$ ($i = 1, 2, \ldots, N_p$) — частотно-зависимые, характеризуют свойства принятой аппроксимации (заданной для реализации передаточной функции). Значение $S_{p_0}^{|T|} = S_M^{|T|} = 1$ во всех случаях.

Знание $S_{x_j}^{T}$ и δT_j позволяет определить доминирующие элементы x_j (обычно два-три элемента), по которым чувствительность наибольшая и с помощью которых можно настроить собранную схему.

Вероятностные оценки. Для оценки ожидаемой погрешности используются обычно среднеквадратические величины. Например, ожидаемый допуск $\delta|T|_{\text{с.кв}}$ АЧХ схемы с элементами x_j, имеющими отклонения δx_j, вычисляется как

$$\delta|T|_{\text{с.кв}} = k_{\text{г.в}} \sqrt{\sum_{j}^{N_x} (S_{x_j}^{|T|}\, \delta x_j)^2}, \quad j = 1, 2, \ldots, N_x \text{ (число элементов)}, \tag{5.16}$$

где $k_{\text{г.в}}$ — коэффициент гарантированной вероятности $P_\text{г}$ нахождения характеристик схемы в поле допусков (нормальный закон распределения):

$P_\text{г}$	0 800	0,850	0,900	0,950	0,970	0,9973
$k_{\text{г.в}}$	0,427	0,480	0,550	0,653	0,723	1,0000

Например, 99,73% всех схем, собранных из элементов с допуском δx_j, будут иметь АЧХ, лежащую в поле допусков, ограниченном значением квадратного корня выражения (5.16), а 97% окажется в более узком поле допусков, составляющем 0,723 от ширины поля в предыдущем случае.

Для сопоставления схем по ожидаемой нестабильности (погрешности) обычно достаточно рассчитать среднеквадратическую чувствительность

$$S_{\text{скв}}^{|T|} = \sqrt{\sum_{j}^{N_x} (S_{x_j}^{|T|})^2}, \tag{5.17}$$

которая имеет смысл поля допусков АЧХ при $k_{\text{г.в}} = 1$ для случая равных относительных отклонений δx_{0j} всех элементов схемы (если, допустим, все $\delta x_{0j} = 1\%$, то и $S_{\text{скв}}^{|T|}$ характеризует процентное отклонение АЧХ от идеальной).

Аналогично вычисляются среднеквадратические чувствительность и погрешность ФЧХ:

$$S_{\text{скв}}^{\varphi} = \sqrt{\sum_{j}^{N_x} (S_{x_j}^{\varphi})^2}; \quad \Delta\dot{\varphi}_{\text{скв}} = k_{\text{г.в}}\, \varphi^\circ \sqrt{\sum_{j}^{N_x} (S_{x_j}^{\varphi}\, \delta x_j)^2};$$

$$S_{x_j}^{\varphi} = \sum_{i}^{N_p} S_{p_i}^{\varphi} S_{x_j}^{p_i}, \tag{5.18}$$

где $\Delta\varphi^\circ$ — абсолютное приращение фазового угла; φ° — значение фазы на данной частоте, $i = 1, 2, \ldots, N_p$ ($i \neq 0$, так как параметр $p_0 = M$ не влияет на ФЧХ).

Расчет чувствительностей $S^T_{p_i}$ рекомендуется выполнять с применением численных методов. Для всех схем, кроме режекторных фильтров, имеющих $Q_z = \infty$, вычисляют

$$S^{|T|}_{p_i} = (|T^*_i|/|T| - 1)\cdot 10^3; \quad S^{\varphi}_{p_i} = (\varphi^*_i/\varphi - 1)\cdot 10^3, \tag{5.19}$$

где $|T|$ и φ — начальные значения функций, а $|T^*_i|$ и φ^*_i — измененные, в которых поочередно каждый i-й параметр изменяется на $+0{,}1\%$. Вычисления (5.19) выполняются для характерных точек частотной характеристики («опасных частот» — см. подразд. 2.5).

Погрешности характеристик режекторных фильтров. Начальное значение передаточной функции (5.1)[1]

$$T(\Lambda) = f_m/v_n = a^k_n \Lambda^{k(n-2)} (\Lambda^2/\Omega^2_z + 1)/v_n, \tag{5.20}$$

в результате «уходов» элементов, задающих параметры нуля, изменяется до вида

$$T(\Lambda) = f^*_m/v_n = a^k_n \Lambda^{k(n-2)} (\Lambda^2/\Omega^{*2}_z + \Lambda d^*_z/\Omega^*_z + 1)/v_n. \tag{5.21}$$

Изменяется частота нуля Ω_z, а сам нуль становится комплексным с остаточным затуханием $d^*_z \neq 0$. Новая частота нуля $\Omega^*_z = \Omega_z(1 + \delta\Omega_z)$ рассчитывается обычным способом через погрешность $\delta\Omega_z = \Sigma S^{\Omega_z}_{x_j}\delta x_j$ по таблицам поэлементной чувствительности. Для расчета $d^*_z = \Sigma \overline{S}^{d_z}_{x_j}\delta x_j$ используется полуотносительная чувствительность $\overline{S}^{d_z}_{x_j} = \partial d_z x_j/\partial x_j$ затухания нуля d_z к элементам x_j. Выражения $\overline{S}^{d_z}_{x_j}$ также табулированы. Значения Ω^*_z и d_z, рассчитанные описанным здесь способом, характерны для оценки влияния направленных уходов элементов δx_j (например, под воздействием изменения температуры среды). Для оценки влияния технологических погрешностей на параметры нуля следует вычислить среднеквадратические $\Omega^*_{z\,\text{скв}}$ и $d^*_{z\,\text{скв}}$.

Влияние Ω^*_z и d^*_z на частотах, удаленных от частоты нуля Ω_z, рассчитывают через погрешность или чувствительность характеристик по формулам (5.19), где в качестве $|T^*_i|$ подставляют модуль выражения (5.21). Фазовая погрешность за счет d^*_z определяется выражением

$$\Delta\varphi^*(d^*_z) = \operatorname{arctg}\frac{\Omega d^*_z}{\Omega^*_z(1 - \Omega^2/\Omega^{*2}_z)}.$$

Вблизи частоты Ω_z относительные отклонения частотных характеристик могут быть очень велики. Обычно вычисляют абсолютное значение $|T^*(\Lambda)|$ и $\Delta\varphi^*(d^*_z)$ на границе f_k полосы задерживания, на номинальной Ω_z и измененной Ω^*_z частотах нуля.

5.7. ПРОЕКТИРОВАНИЕ *ARC*-ЦЕПЕЙ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

В настоящем параграфе рассматриваются схемы полиномиальных ФНЧ-3 и ФВЧ-3, а также режекторные и корректирующие цепи третьего порядка нижних и верхних частот.

---

[1] С точностью до постоянного множителя. Напоминаем, что $k=0$ (для ФНЧ) или $k = 1$ (для ФВЧ); n = порядок фильтра $\Lambda = j\Omega$; $\Omega = \omega/\omega_N$.

Параметры передаточных функций. Для всех схем полином знаменателя передаточной функции имеет вид $v_3(p) = a_3p^3/\omega_N^3 + a_2p^2/\omega_N^2 + a_1p/\omega_N + 1$, $p = \mathrm{j}\omega$, где ω_N — нормирующая частота — совпадает с частотой среза фильтра.

Для ARC-цепи нижних частот коэффициенты a_i полинома $v_3(p)$ выражаются как

$$a_3 = 1/(A_{i0}\,A);\quad a_2 = (A_{i1} + A)/(A_{i0}\,A);\quad a_1 = (A_{i1} + A_{i0})/(A_{i0}\,A). \tag{5.22а}$$

Для ARC-цепей верхних частот соответственно

$$a_3 = A_{i0}\,A;\quad a_2 = A_{i0} + A_{i1}\,A;\quad a_1 = A_i + A. \tag{5.22б}$$

В обоих случаях коэффициенты $A_{i0,1}$ вычисляются из значений полюсов передаточной функции ФНЧ-прототипа по методике подразд. 3.2, причем ω_N равна частоте среза ФНЧ $\omega_\varkappa$ или частоте $\omega_{-\varkappa}$ для ФВЧ, коэффициент $A = -\Lambda_1$ (параметр действительного полюса сомножителя первого порядка).

Числитель дробно-рациональной передаточной функции корректирующей схемы нижних частот представлен в табл. 5.17, а схем верхних частот — в табл. 5.25. Числитель (полином $f_2/(p)$) включает параметры: $\Omega_z = \omega_z/\omega_N$ — нормированная частота нуля (ω_z — частота нуля в масштабе текущей частоты ω); Q_z — добротность нуля.

При реализации амплитудного корректора требования к его параметрам Ω_z и Q_z формулируются из условий конкретной задачи (соответствующая аппроксимационная задача в настоящем справочнике не рассматривается). В случае фазового корректора $Q_z = -Q_p$ (Q_p — добротность комплексного полюса, частота которого $\omega_p = \omega_z$). Значения $|Q_z| = Q_p$ и $\omega_z = \omega_p$ находятся по методике, изложенной в разд. 3.

Числители передаточной функции режекторного (нулевого) ФНЧ и режекторного ФВЧ отличаются отсутствием члена при операторе Λ в первой степени [$d_z = 1/Q_z = 0$, см. формулу (5.20)]. Для режекторного ФНЧ

$$\Omega_z = \Omega_{i0};\quad \omega_z = \Omega_z\,\omega_N = \Omega_{i0}\,\omega_N, \tag{5.23а}$$

где Ω_{i0} — нормированная частота нуля ФНЧ-прототипа, определяемая по методике подразд. 3.4.

Для режекторного ФВЧ параметр Ω_z равен обратному значению нормированной частоты нуля Ω_{i0} ФНЧ-прототипа:

$$\Omega_z = 1/\Omega_{i0};\quad \omega_z = \Omega_z\,\omega_N = \omega_N/\Omega_{i0}. \tag{5.23б}$$

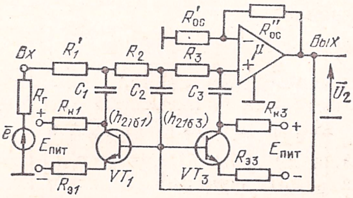
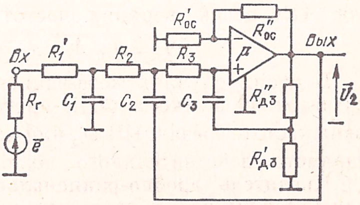
Систематические погрешности реализации (влияние $R'_{\text{д}j}||R''_{\text{д}j}$ и коллекторных сопротивлений $R_{\text{к}j}$ транзисторов в ФНЧ, а также погрешность Δ_4) учитываются при расчете поэлементной чувствительности (см. таблицы чувствительностей). Практически обе они очень незначительны и вызывают погрешности АЧХ $\delta|T| < 1\%$. Учет влияния $R'_{\text{д}j}||R''_{\text{д}j}$ дает незначительную составляющую погрешности АЧХ: $\delta|T|(\varepsilon) \approx 0{,}5\varepsilon^2$ ($\varepsilon = (R'_{\text{д}j}||R''_{\text{д}j})/R_j$ — сопротивление делителя по отношению к сопротивлению R_j пассивной лестничной цепи ФНЧ). При $\varepsilon \leqslant 0{,}1$ эта погрешность сказывается очень слабо.

Особенности схем. Наиболее просты схемы с однопетлевой обратной связью: варианты ФНЧ (схема 2 табл. 5.16) и ФВЧ (схема 5 табл. 5.25). Схема 2 рассматривается в двух вариантах: равноемкостном (вариант I, табл. 5.22) и равнорезисторном (вариант II, табл. 5.22—5.24).

Равнорезисторный вариант предназначен в основном для навесного монтажа при возможности широкого варьирования номиналами используемых конденсаторов (например, типа К71-7). При его расчете заранее принимают, что два из трех конденсаторов RC-цепи имеют одинаковый номинал либо емкости всех конденсаторов составляют геометрическую прогрессию (два подварианта расчета). Задавшись номиналом одного из R_j или C_j в результате расчета получают номиналы остальных элементов, требуемое усиление K_0 и смещение частоты b. Этот вариант отличается невысокой чувствительностью характеристик к элементам схемы — несколько более низкой, чем при каскадной реализации фильтра с той же характеристикой из развязанных звеньев на одном ОУ с положительной обратной связью на частоте полюса.

Таблица 5.16

Полиномиальный ФНЧ-3

Схема 1 $G_T > 1,\ b > 2$	Схема 2 $G_T \leqslant 1$
 Вх R_1' R_2 R_3 $R_{ос}'$ $R_{ос}''$ μ Вых $\overline{U}_2$ $R_г$ C_1 C_2 C_3 $R_{к1}$ $(h_{21б1})$ $(h_{21б3})$ $R_{к3}$ $\overline{e}$ $E_{пит}$ $R_{э1}$ VT_1 VT_3 $R_{э3}$ $E_{пит}$	 Вх R_1' R_2 R_3 $R_{ос}'$ $R_{ос}''$ μ Вых $\overline{U}_2$ $R_г$ C_1 C_2 C_3 $\overline{e}$ $R_{д3}''$ $R_{д3}'$

Передаточная функция
$$T\,(p)=\frac{\overline{U}_2}{-}=\frac{K_0}{a_3\left(\frac{p}{\omega_N}\right)^3+a_2\left(\frac{p}{\omega_N}\right)^2+a_1\,\frac{p}{\omega_N}+1+\Delta_4}=$$
$$=\frac{f\,p}{v_3\,(p)}$$

Плоское усиление $M=T\,(0)=K_0$

Выражения параметров передаточной функции идеализированной модели (при $\mu\to\infty$, $R_{к1}/R_1\to 0$, $R_{к3}/R_3\to 0$): $K_0=1+R_{ос}''/R_{ос}'$; $a_3=(m^3/b^3)\,(1-K_3)$; $a_2=(1/b^2)\,[m^3\,(2-K_2-K_3)+(2m^2+m)\,(1-K_3)]$; $a_1=(1/b)\,[m^2\,(3-K_1-K_2-K_3)+m\,(2-K_2-K_3)+1-K_3]$; $b=1/RC\omega_N$; $m=R_1/R_2=R_2/R_3$; $R_1=R_1'+R_г$; $R_3=R$; $C_1=C_2=C_3=C$; $\Delta_4=0$

$K_1=-h_{21б1}\,(R_{к1}/R_{э1})\,K_0$; $K_2=K_0$; $K_3=-h_{21б3}\,(R_{к3}/R_{э3})\,K_0$	$K_1=0$; $K_2=K_0$; $K_3=K_0\,R_{д3}'/(R_{д3}'+R_{д3}'')$. Условие: $(R_{д3}'\parallel R_{д3}'')\ll R_3$

Равноемкостный вариант этой схемы более технологичен. При его расчете задаются значением усиления и номиналом R или C, в результате получают номинальные значения остальных элементов схемы, усиление K_0 и b. Однако чувствительность этого варианта оказывается приблизительно в 1,5—2 раза выше, чем при эквивалентной каскадной реализации.

Схема 5 ФВЧ в варианте с однопетлевой обратной связью также не позволяет варьировать соотношением m сопротивлений R_j. Здесь m, b и $K_0>1$ получаются в результате расчета (см. табл. 5.27).

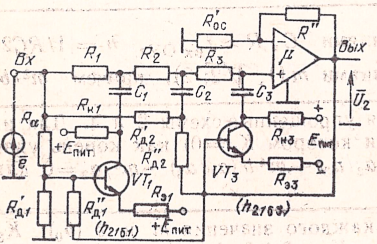
Схемы 2 и 4 ФНЧ (табл. 5.16 и 5.17) с многопетлевой обратной связью позволяют задаться значениями b и m (в некоторых пределах), но не обеспечивают заранее заданного значения K_0 (приблизительно $2>K_0>1$ для $b\leqslant 1{,}5$; K_0 определяется из расчета). Схемы отличаются невысокой чувствительностью — несколько более низкой чем при эквивалентной каскадной реализации, но за счет технологического «проигрыша» $G_т<1$ (обычно $G_т=0{,}5\div 0{,}8$).

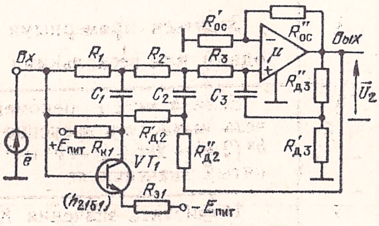
Эти же схемы позволяют реализовать заметное понижение частоты ($G_т\approx 2$) ценой увеличения $|K_0|$ (до значений порядка десятков) и уменьшения динамического диапазона, а также заметного (в несколько раз) ухудшения чувствительности по сравнению с реализацией из развязанных звеньев.

Схемы 5 и 6 ФВЧ имеют в общем ниже чувствительность при таком же $G_т$ или больший выигрыш $G_т$ при удовлетворительной чувствительности.

Таблица 5.17

Режекторное и корректирующее звенья третьего порядка нижних частот

<table>
<tr><th>Схема 3 $G_T > 1$, $b > 2$</th><th>Схема 4 $G_T \leqslant 1$</th></tr>
<tr><td>
R'_{oc}
R''
μ
Вых
Вх
R_1
R_2
R_3
C_1
C_2
C_3
$\bar{U}_2$
$R_{к1}$
R_α
$\bar{e}$
$+E_{пит}$
$R'_{д2}$
$R''_{д2}$
$R_{к3}$
$E_{пит}$
VT_1
VT_3
$R_{э3}$
$R_{э1}$
$R'_{д1}$
$R''_{д1}$
$(h_{21б1})$
$+E_{пит}$
$(h_{21б3})$

</td><td>
R'_{oc}
R''_{oc}
μ
Вых
Вх
R_1
R_2
R_3
C_1
C_2
C_3
$R''_{д3}$
$\bar{U}_2$
$R'_{д2}$
$R''_{д2}$
$R'_{д3}$
$\bar{e}$
$+E_{пит}$
$R_{к1}$
VT_1
$(h_{21б1})$
$R_{э1}$
$-E_{пит}$

</td></tr>
<tr><td colspan="2">Передаточная функция $T(p) = \dfrac{\bar{U}_2}{\bar{e}} = \dfrac{K_0}{v_3(p)} \left[\left(\dfrac{p}{\omega_N} \right)^2 \dfrac{1}{\Omega_z^2} + \dfrac{p}{\omega_N} \dfrac{1}{\Omega_z Q_z} + 1 \right]$;
$v_3(p)$ и K_0 — см. табл. 5.16</td></tr>
<tr><td colspan="2">Плоское усиление $M = T(0) = K_0$: $\Omega_z = \omega_z/\omega_N$; ω_z — частота нуля; Q_z — добротность нуля (для режектора $Q_z = \infty$, для фазового звена $Q_z = -Q_p$. $\omega_z = \omega_p$); $\Omega_z^2 = b/(A_2 m^3)$; $\Omega_z Q_z = b/[A_2(m^2+m) + A_1 m^2]$</td></tr>
<tr><td>$K_1 = -h_{21б1} \dfrac{R_{к1}}{R_{э1}} \dfrac{(R'_{д1} \parallel R_\alpha) K_0}{(R'_{д1} \parallel R_\alpha) + R''_{д1}}$;
$K_2 = K_0 \dfrac{R'_{д2}}{R'_{д2} + R''_{д2}}$;
$K_3 = -h_{21б3} \dfrac{R_{к3}}{R_{э1}} K_0$;
$A_1 = -h_{21б1} \dfrac{R_{к3}}{R_{э1}} \dfrac{(R'_{д1} \parallel R''_{д1})}{(R'_{д1} \parallel R''_{д1}) + R_\alpha}$;
$A_2 = R''_{д2}/(R''_{д2} + R'_{д2})$.
Условия: $R_{к1} \ll R_1$; $R_{к3} \ll R_3$;
$(R'_{д2} \parallel R''_{д2}) \ll R_2$</td><td>$K_1 = 0$; $K_2 = K_0 [R'_{д2}/(R'_{д2} + R''_{д2})]$;
$K_3 = K_0 [R'_{д3}/(R'_{д3} + R''_{д3})]$;
$A_1 = -h_{21б1}(R_{к1}/R_{э1})$; $A_2 = R''_{д2}/(R''_{д2} + R'_{д2})$.
Условия: $R_{к1} \ll R_1$; $(R'_{д2} \parallel R''_{д2}) \ll R_2$;
$(R'_{д3} \parallel R''_{д3}) \ll R_3$</td></tr>
</table>

Например, используя в ФВЧ усиление $K_3 \leqslant 0{,}9$, нетрудно получить $G_т \approx 2$. Схемы ФВЧ на повторителях имеют чувствительность $S_{с.кв}$ ниже, чем остальные схемы, поскольку здесь исключается влияние сопротивлений $R'_{о.с}$ — $R''_{о.с}$ (вариаций K_0); $K_0 = 1$ здесь задается заранее.

Схема 7 ФВЧ-3 с инвертирующим усилителем — K_0 (см. табл. 5.29) предназначена для реализации значительных понижения частоты ($b > 5$) и технологического выигрыша $G_T \approx 4 \div 5$. Схема обладает хорошим динамическим диапазоном (плоское усиление $M \approx 1/2$) и относится к классу схем с экстремально низкой чувствительностью. Для ее реализации требуется усилитель $|-K_0| = 50 \div 100$ с высокоомным входом (см. разд. 1).

Таблица 5.18

Расчет схем 1—4 *ARC*-цепей третьего порядка нижних частот с многопетлевой обратной связью (этапы II—III)

Шаг	Операция
1	Задаться примерными значениями C, $R \approx r_{\text{вх ОУ}}$, $b = 1/RC2\pi f_N$ и одним или несколькими значениями $m\,(1;\ \sqrt{2};\ 2)$, причем $m^2/b^3 \geqslant a_3$
2	Если $b/m \approx 1$ рекомендуются упрощенные схемы 2 и 4. Для их расчета вычислить значение b_0 (при котором $K_1 = 0$) как корень уравнения $b^3(2m^2+2m+1) - b^2(m^3+m^2)(a_2/a_3) + m^4 b\,(a_1/a_3) - m^6/a_3 = 0$ для принятых значений m
3	Вычислить значения K_j для каждого значения m и b (b_0): $K_3 = 1 - (a_3 b^3/m^3)$; $K_2 = [2m^3+2m^2+m - K_3(m^3+2m^2+m) - a_2 b^2]/m^3$. Для схем 1 и 3, кроме того, $K_1 = [3m^2+2m+1 - K_3(m^2+m+1) - K_2(m^2+m) - a_1 b]/m^2$
4	Рассчитать поправки: $\delta_1 = K_0 f_N/(\mu_0 f_{y0} a_1)$; $\delta_2 = K_0 f_N(3m^2+2m+1)/(\mu_0 f_{y0} a_2 b)$; $\delta_3 = K_0 f_N(2m^3+2m^2+m)/(\mu_0 f_{y0} a_3 b^2)$ и найти измененные значения коэффициентов $a_i^* = a_i(1-\delta_i)$
5	Вычислить уточненные значения K_3^*, K_2^* и K_1^* (для a_3^*, a_2^*, a_1^*), для чего пересчитать шаги 2—4
6	Задаться конструктивно окончательным значением C. Найти $R_3 = R = 1/b2\pi f_N C$; $R_2 = mR$; $R_1 = m^2 R$; $C_1 = C_2 = C_3 = C$; $R_1' = R_1 - R_{\text{г}}$
7	Технологические характеристики $D_R = m^2$; $G_{\text{т}} = b\,(f_N/f_{p1} + 2f_N/f_{p2})/(m^2+m+1)$

Схемы 3, 4 и 6 (режекторные и корректирующие *ARC*-цепи) предназначены для реализации дробно-рациональных передаточных функций.

Расчет всех схем начинается с задания значения варьируемого параметра — соотношения некоторых двух (из трех) элементов R_j или C_j. В результате расчета получают значения остальных элементов и параметров, включая и коэффициент смещения b частоты в схемах с однопетлевой обратной связью. В схемах с многопетлевой обратной связью расчет можно вести с самого начала, задавшись также и коэффициентом b. Оптимизация параметров схем во всех случаях сводится к параллельному расчету нескольких вариантов, отличающихся значениями варьируемого параметра, сравнению их по чувствительности и технологическим характеристикам и выбору наилучшего. Схемы с многопетлевой обратной связью, имеющие два варьируемых (свободных) параметра m и b, располагают в этом смысле несколько большими возможностями.

Пример 5.3. Требуется реализовать полиномиальный чебышевский фильтр третьего порядка с неравномерностью АЧХ в полосе прозрачности $a_{\max} = 1$ дБ. Граница полосы пропускания $f_\varkappa = 10$ кГц.

Дополнительные данные: $1 < K_0 < 5$; $R_{\text{г}} = 400$ Ом ± 10%; $R_{\text{вх.зв}} \geqslant 2$ кОм; $R_{\text{н.зв}} = 10$ кОм; $U_{\text{вых. неиск. зад}} \geqslant 3$ В; $t^\circ = [-60,\ +80]^\circ$ С; $\delta\,|T(p)| \leqslant 5\%$ в полосе прозрачности фильтра. Разрешаются к применению прецизионные высокостабильные пассивные элементы, в том числе конденсаторы типа К71-7 с погрешностью выполнения заданного номинала $\Delta C = \pm 5$ пФ и операционные усилители типа 140УД1А (внешняя коррекция, $\mu_0 \approx 2000$, $f_\mu = 15$ кГц, $r_{\text{вх}} = 10$ кОм, $R_{\text{нОУ}} = 3$ кОм¹)) или 544УД1Б (внутренняя коррек-

---

¹) $R_{\text{н ОУ min}}$ для неискаженного выходного напряжения с амплитудой 3 В.

Таблица 5.19

Таблица элементов схем 1—4 (этап III)

Схемы 1 и 2 Рекомендуется $R''_{\text{ос}} \approx K_2R\,(m^2+m\pm1)$, $R'_{\text{ос}}=R''_{\text{ос}}/(K_2-1)$	Схема 1. Принять $R_{\text{к1}} \ll m^2R$; $R_{\text{к3}} \ll R$. Найти $R_{\text{э1}}=R_{\text{к1}}K_2/\lvert K_1\rvert$; $R_{\text{э3}}=R_{\text{к3}}K_2/\lvert K_3\rvert$ (рекомендуется $R_{\text{э1}} \approx R_{\text{э3}} \geqslant 5$ кОм). Проверить $(R''_{\text{ос}} \rightarrow \rightarrow \parallel R_{\text{н.зв}}) \geqslant R_{\text{н ОУ}}$. Схема 2. Принять $(R'_{\text{д3}}+R''_{\text{д3}}) > R_{\text{н ОУ}}$, причем $(R'_{\text{д3}} \parallel R''_{\text{д3}}) \ll R$. Найти $R'_{\text{д3}}=(R'_{\text{д3}}+R''_{\text{д3}}) \times \times \lvert K_3\rvert/K_2$ и $R''_{\text{д3}}$. Проверить $R''_{\text{ос}} \parallel (R'_{\text{д3}}+R''_{\text{д3}}) \parallel R_{\text{н.зв}} \geqslant \geqslant R_{\text{н ОУ}}$
Схемы 3 и 4 Для обеих схем $A_2=\frac{b^2}{m^3}\left(\frac{f_N}{f_z}\right)^2$, $K_0=K_2\,(1-A_2)$; рекомендуется $R''_{\text{сс}} \approx K_0R\,(m^2+m+1)$, $R'_{\text{ос}}=R''_{\text{ос}}/(K_0-1)$. Для режектора $A_1=-A_2\left(1+\frac{1}{m}\right)$, для корректора $A_1=bf_N/(Q_zf_zm^2)-$ $-A_2\,(1+1/m)$	Схема 3. Принять $R_\alpha > R_{\text{вх.зв}}$; $R_{\text{к1}}/R_{\text{э1}} > > \lvert K_1\rvert/K_0+A_1$. Найти $R''_{\text{д1}}=R_\alpha K_0A_1/\lvert K_1\rvert$ и $R'_{\text{д1}}=R_\alpha/[R_{\text{к1}}/(R_{\text{э1}}A_1)-\lvert K_1\rvert/(K_0A_1)-1]$ и принять сумму $(R''_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}}) > 2R_{\text{н ОУ}}$. Найти $R''_{\text{д2}}= =A_2\,(R'_{\text{д2}}+R''_{\text{д2}})$ и $R'_{\text{д2}}=(R'_{\text{д2}}+R''_{\text{д2}})-R'_{\text{д2}}$. Проверить условия $[R''_{\text{д1}}+(R'_{\text{д1}} \parallel R_\alpha)] \parallel (R''_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}}) \rightarrow \rightarrow \parallel R''_{\text{ос}} \parallel R_{\text{н.зв}} \geqslant R_{\text{н ОУ}}$; $[R_\alpha+(R'_{\text{д1}} \parallel R''_{\text{д1}})] \parallel (R''_{\text{д2}}+ +R'_{\text{д2}}) > R_{\text{вх.зв}}$; $(R''_{\text{д2}} \parallel R'_{\text{д2}}) \ll mR$. Принять $R_{\text{к3}} \ll R$; найти $R_{\text{э3}}=k_{\text{к3}}K_0/\lvert K_3\rvert$ (рекомендуется $R_{\text{э1}} \approx R_{\text{э3}} \geqslant 5$ кОм). Схема 4. Принять $R_{\text{к1}} \ll m^2R$, найти $R_{\text{э1}}= =R_{\text{к1}}/A_1$. Принять $(R''_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}}) > 2R_{\text{н ОУ}}$ и $(R''_{\text{д2}}+ +R'_{\text{д2}}) > R_{\text{вх.зв}}$, найти $R''_{\text{д2}}=A_2\,(R''_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}})$ и $R'_{\text{д2}}= =(R''_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}})-R''_{\text{д2}}$. Принять $(R''_{\text{д3}}+R'_{\text{д3}}) > > 2R_{\text{н ОУ}}$, найти $R'_{\text{д3}}=(R'_{\text{д3}}+R''_{\text{д3}})\lvert K_3\rvert/K_0$ и $R''_{\text{д3}}=(R'_{\text{д3}}+R''_{\text{д3}}-R'_{\text{д3}}$. Проверить условия $(R'_{\text{д3}} \parallel R''_{\text{д3}}) \ll R$ и $R''_{\text{ос}} \parallel (R''_{\text{д3}}+R'_{\text{д3}}) \parallel (R''_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}}) \rightarrow \rightarrow \parallel R_{\text{н.зв}} > R_{\text{н ОУ}}$

Примечание. Сильные неравенства (<<) должны соответствовать (30—100)-кратному отношению величин (для большей точности реализации требуется более сильное неравенство).

ция, $\mu_0 = 20\,000$, $f_\mu = 20$ Гц, $r_{\text{вх}} > 10$ МОм, $R_{\text{нОУ}} = 2$ кОм), обеспечивающие $U_{\text{вых. неиск. зад}} \geqslant 2$ В на частоте $f = 10$ кГц. Нагрузка фильтра $R_{\text{н.зв}} = 100$ кОм (вход осциллоскопа).

Расчет. Находим согласно табл. 3.4 значения полюсов передаточной функции: $\Lambda_{1,2} = -0{,}247085 \pm j0{,}965999$; $\Lambda_1 = -0{,}494171$. По методике подразд. 3.2 находим коэффициенты: $A_{11} = -2\operatorname{Re}\Lambda_{1,2} = 0{,}49417$; $A_{10} = = \lvert\Lambda_{1,2}\rvert^2 = 0{,}99421$; $A = -\Lambda_1 = 0{,}49417$. Коэффициенты полинома знаменателя передаточной функции третьего порядка вычисляем по (5.22а): $a_3 = 2{,}03539$; $a_2 = 2{,}01166$; $a_1 = 2{,}52064$.

Для сравнения вариантов расчета по технологическим показателям (для вычисления технологического выигрыша G_T) нужно знать относительные частоты полюсов (или, что то же, настройки звеньев в случае каскадного выполнения фильтра) сомножителей второго и первого порядков f_{p2}/f_N и f_{p1}/f_N. Из подразд. 3.2 следует, что $f_{p2}/f_N = \sqrt{A_{10}} = 0{,}997$; $f_{p1}/f_N = A = 0{,}494$,

Таблица 5.20

Выражения приращений значений K_j и A_j

δK_1

Схема 1	Схема 2	Схема 3	Схема 4
$\delta K_0+\delta R_{\text{к1}}+\delta h_{21\text{б}1}-\delta R_{\text{э1}}$	0	$\delta K_0+\delta R_{\text{к1}}+\delta h_{21\text{б}1}-\delta R_{\text{э1}}+$ $+[\delta (R_\alpha \parallel R'_{\text{д1}})-\delta R''_{\text{д1}}] (1-K'_1)$; $K'_1=(R'_{\text{д1}} \parallel R_\alpha)/[(R'_{\text{д1}} \parallel R_\alpha)+$ $+R''_{\text{д1}}]$	0

δK_2

Схемы 1 и 2	Схемы 3 и 4
δK_0	$\delta K_0+(\delta R'_{\text{д2}}-\delta R''_{\text{д2}}) (1-K'_2) \quad K'_2=R'_{\text{д2}}/(R'_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}})$

δK_3

Схемы 1 и 3	Схемы 2 и 4
$K_0+\delta R_{\text{кз}}+\delta h_{21\text{б3}}-\delta R_{\text{эз}}$	$(\delta R'_{\text{д3}}-\delta R''_{\text{д3}}) (1-K'_3)+\delta K_0$; $K'_3=R'_{\text{д3}}/(R'_{\text{д3}}+R''_{\text{д3}})$

δA_1

Схемы 1 и 2	Схема 3	Схема 4
0	$\delta h_{21\text{б}1}+\delta R_{\text{к1}}-\delta R_{\text{э1}}+[\delta (R''_{\text{д1}} \parallel R'_{\text{д1}})-\delta R_\alpha] [1-A'_1]$; $A'_1=(R'_{\text{д1}} \parallel R''_{\text{д1}})/[(R'_{\text{д1}} \parallel R'_{\text{д1}})+R_\alpha]$	$\delta h_{21\text{б}1}+\delta R_{\text{к1}}-$ $-\delta R_{\text{э1}}$

δA_2

Схемы 1 и 2	Схемы 3 и 4
0	$(\delta R''_{\text{д2}}-\delta R'_{\text{д2}}) (1-A'_2)$, $A'_2=R''_{\text{д2}}/(R''_{\text{д2}}+R'_{\text{д2}})$

Примечания: 1. $\delta x_i=\Delta x_i/x_i$ — относительное приращение x_i. 2. $\delta K_0 = (\delta R''_{\text{ос}}-\delta R'_{\text{ос}}) (1-1/K_0)+\delta \mu_0 K_0/\mu_0$. 3. Учет влияния сопротивлений в цепях нижних выводов конденсаторов через эквивалентные приращения емкостей:

$$\delta C_1=-[p/(\omega_N b)] [R_{\text{кз}}/R_{\text{з}}] \text{ (схемы 1, 3, 4)};$$

$$\delta C_2=-[p/(\omega_N b)] [(R'_{\text{д2}} \parallel R''_{\text{д2}} /R_{\text{з}}] \text{ (схемы 3 и 4)};$$

$$\delta C_3=-[p/(\omega_N b)] [R_{\text{кз}}/R_{\text{з}}] \text{ (схемы 1 и 3) или}$$

$$\delta C_3=-[p/(\omega_N b)] [(R'_{\text{д3}} \parallel R''_{\text{д3}})/R_{\text{з}}] \text{ (схемы 2 и 4)}.$$

4. **Учет влияния** Δ_4 — по табл. 5.20.

Расчет чувствительности схем 1—4 (этап IV) (выражения δ_i — см. табл. 5.18,

x_j	$S^{a_1}_{x_j}$	$S^{a_2}_{x_j}$	$S^{a_3}_{x_j}$
$R_г$	$\frac{m^2}{a_1 b}(3-K_1-K_2-K_3)\frac{R_г}{R_1}$	$\frac{m^2}{a_2 b^2}[m(2-K_2-K_3)+$ $+2(1-K_3)]\frac{R_г}{R_1}$	$\frac{R_г}{R_1}$
R'_1	$\frac{m^2}{a_1 b}(3-K_1-K_2-K_3)\frac{R'_1}{R_1}$	$\frac{m^2}{a_2 b^2}[m(2-K_2-K_3)+$ $+2(1-K_3)]\frac{R'_1}{R_1}$	$\frac{R'_1}{R_1}$
R_2	$m(2-K_2-K_3)/(a\ b)$	$[m^3(2-K_2-K_3)+$ $+m(1-K_3)]/(a_2 b^2)$	1
R_3	$(1-K_3)/(a\ b)$	$(2m^2+m)(1-K_3)/a_2 b^2$	1
C_1	$m^2(1-K_1)/(a\ b)$	$[m^3(2-K_2-K_3)+$ $+m^2(1-K_3)]/(a_2 b^2)$	1
C_2	$(m^2+m)(1-K_2)/(a_1 b)$	$[m^3(1-K_2)+$ $+(m^2+m)(1-K_3)]/(a_2 b^2)$	1
C_3	$(m^2+m+1)(1-K_3)/(a_1 b)$	$[(m^3+2m^2+m)(1-K_3)]/(a_2 b^2)$	1
K_1	$-K_1 m^2/(a_1 b)$	0	0
K_2	$-K_2(m^2+m)/(a_1 b)$	$-K_2 m^3/(a_2 b^2)$	0
K_3	$-K_3(m^2+m+1)/(a_1 b)$	$-K_3(m^3+2m^2+m)/(a_2 b^2)$	$-K_3 m^3/\rightarrow$ $\rightarrow/(a_3 b^3)$
μ	$\left(S^{a_1}_{K_1}+S^{a_1}_{K_2}+S^{a_1}_{K_3}\right)K_0/\mu-\delta_1$	$\left(S^{a_2}_{K_2}+S^{a_2}_{K_3}\right)K_0/\mu-\delta_2$	$S^{a_3}_{K_3}\frac{K_0}{\mu}-\delta_3$
A_1	0	0	0
A_2	0	0	0

Примечание. Погрешность за счет Δ_4: $\delta|T|=\sqrt{\frac{(1-a_2\Omega^2)^2+\Omega^2(a_1-a_3\Omega^2)^2}{(1-a_2\Omega^2+\Delta_4)^2+\Omega^2(a_1-a_3\Omega^2)^2}}-1;$

Таблица 5.21

а δA_j — см. табл. 5.20)

Только для схем 3 и 4		
$S^{\Omega_z}_{x_j}$	$S^{Q_z}_{x_j}$	$\overline{S}^{d_z}_{x_j}$
$\frac{-R_\text{г}}{2R_1}$	$-Q_z (f_z/f_N) [R_\text{г}/(bR_1)] (A_1 m^2 + A_2 m^2) +$ $+0{,}5R_\text{г}/R_1$	$\frac{f_z}{f_N} \frac{A_1 + A_2}{b} m^2 \frac{R_\text{г}}{R_1}$
$\frac{-R'_1}{2R_1}$	$S^{Q_z}_{R_\text{г}} \frac{R'_1}{R_\text{г}}$	$\overline{S}^{d_z}_{R_\text{г}} \frac{R'_1}{R_\text{г}}$
$-0{,}5$	$-Q_z f_z A_2 m/(bf_N) + 0{,}5$	$f_z A_2 m/(bf_N)$
0	0	0
$-0{,}5$	$-Q_z f_z A_1 m^2/(bf_N) + 0{,}5$	$f_z A_1 m^2/(bf_N)$
$-0{,}5$	$-Q_z f_z A_2 (m^2 + m)/(bf_N) + 0{,}5$	$f_z A_2 (m^2 + m)/(bf_N)$
0	0	0
0	$-Q_z f_z A_1 m^2/(bf_N)$	$f_z A_1 m^2/(bf_N)$
$-0{,}5$	$-Q_z f_z A_2 (m^2 + m)/(bf_N) + 0{,}5$	$f_z A_2 (m^2 + m)/(bf_N)$

$\Omega = f/f_N$; $\Delta_4 = a_8 (f/f_N)^4 (K_0/\mu_0) (f_N/f_{v0})$.

Таблица 5.22

Предварительный расчет схемы 2 с однопетлевой обратной связью (этап II)[1]

<table>
<tr><td colspan="2">Вариант I. Равноемкостная схема $R_1=m^2R_3$, $R_2=mR_3$, $R_3=R$; $C_1=C_2=C_3=C$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Найти m_0 как вещественный положительный корень уравнения
$$m^3-\left[2+\frac{a_1}{\sqrt[3]{a_3}}-\frac{a_2}{\left(\sqrt[3]{a_3}\right)^2}\right]m^2+\left[\frac{a_2}{\left(\sqrt[3]{a_3}\right)^2}-2\right]m-1=0$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Вычислить параметры $b=m_0/\sqrt[3]{a_3}$, $K_0=(3m_0^2+2m_0+1-a_1b)/(m_0^2+m_0)$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Дальнейший расчет: табл. 5.18, шаги 4—7; $R''_{\text{ос}}\approx K_0R\,(m_0^2+m_0+1)$;
$R'_{\text{ос}}=R''_{\text{ос}}/(K_0-1)$. Этап IV—по табл. 5.21</td></tr>
<tr><td colspan="2">Вариант II. Равнорезисторная схема $C_1=sC_3$ $C_2=tC_3$, $C_3=C$; $R_1=R_2=R_3=R$, $(m=1)$</td></tr>
<tr><td>Подвариант II.5 $C_1=C_2$ $(s=t)$</td><td>Подвариант II.6 $C_1/C_2=C_2/C_3=t$ $(s=t^2)$</td></tr>
<tr><td>Найти x_0 как вещественный корень уравнения</td><td>Найти b_0—вещественный положительный корень уравнения</td></tr>
<tr><td>$$x^3-\frac{a_1}{\sqrt{a_3}}x^2+\frac{2a_2}{a_3}x-\frac{5}{\sqrt{a_3}}=0$$ и
параметр $b=x_0^2$</td><td>$$b^3-\frac{a_1}{\left(\sqrt[3]{a_3}\right)^2}b^2+\left[\frac{2a_2}{\left(\sqrt[3]{a_3}\right)^4}-\frac{1}{\left(\sqrt[3]{a_3}\right)^2}\right]b-\frac{4}{a_3}=0$$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Вычислить параметры схем</td></tr>
<tr><td>$t=\sqrt{a_3b^3}$; $K_0=(3+t-a_1b)/(2t)$</td><td>$t=b_0\sqrt[3]{a_3}$; $K_0=(3+t^2-a_1b_0)/(2t)$</td></tr>
</table>

1) Схему 2 можно также выполнять с однопетлевой обратной связью, для чего заземлить нижний вывод конденсатора C_3 и устранить делитель $R'_{\text{Д3}}-R''_{\text{Д3}}$ $(R'_{\text{Д3}}=0,\ R''_{\text{Д3}}=\infty)$; $K_1=K_3=0$; $K_2=K_0$. Методика расчета такой схемы приводится для двух вариантов (I и II).

Далее действуем по этапам согласно указаниям к проектированию схем (см. подразд. 5.6).

Оцениваем по (5.14) погрешности $\delta_{a_i\text{нач}}$ (ОУ) для заданных типов ОУ. Входящие в (5.14) значения $a_i\approx 2\div 2{,}5$; $K_0=2\div 2{,}5$ (см. табл. 5.17); примем коэффициент понижения частоты $b\approx 1$. По (5.14) вычисляем для ОУ типа 140УД1А (приняв с запасом $f_{\text{у}0}=f_{\mu}=15$ кГц) $\delta a_i=(1{,}2\div 1{,}9)\cdot 10^{-3}<0{,}2\%$; для ОУ типа 544УД1Б $\delta a_i=(9\div 14)\cdot 10^{-2}=9\div 14\%$.

Выясним влияние δa_i на АЧХ фильтра. По (5.19) рассчитываем для характерных частот диапазона чувствительность $S_{a_i}^{|T|}$ и сумму $\sum\limits_{i=1}^{n} S_{a_i}^{|T|}$, которая имеет смысл процентного отклонения АЧХ, если все $\delta a_i=1\%$. Результаты расчета сведем в табл. 5.32[1]. Очевидно, что из предложенных ОУ подходит только 140УД1А, причем вносимые им поправки δa_i (ОУ) пренебрежимо малы.

---

[1] См. стр. 289.

Таблица 5.23

Расчет элементов равнорезисторной схемы 2 с однопетлевой обратной связью (вариант II) с учетом свойств реального ОУ (этап III)

Шаг	Операция
1	Рассчитать поправки $\delta_1=\frac{1}{a_1}\frac{K_0}{\mu_0}\frac{f_N}{f_{y0}}$; $\delta_2=\delta_1\frac{a_1}{a_2}\left(a_1+2\frac{tK_0}{b_0}\right)$; $\delta_3=\delta_1\frac{a_1}{a_3}\left(a_2+\frac{st}{b_0^2}\right)$
2	Найти измененные значения коэффициентов $a_i^*=a_i(1-\delta_i)$. Рассчитать уточненные значения s, t, K_0 по табл. 5.22 (вариант II)
3	Значение C_3 принять близким к $1/(2\pi f_N b_0 r_{\text{вх ОУ}})$ и рассчитать значения элементов схем $C_1=sC_3$; $C_2=tC_3$; $R_1=R_2=R_3=R=1/(2\pi f_N b_0 C_3)$; $R_1'=R_1-R_\text{г}$; $R''_\text{o.c}\approx 3R$, $R'_\text{o.c}=R''_\text{o.c}/(K_0-1)$
4	Проверить приемлемость значений R_j, C_j и K_0. При необходимости повторить вычисления шага 3, задавшись другим значением C_3
5	Вычислить технологические характеристики $D_R=1$; $D_C=s$; $G_T=b_0(f_N/f_{p1}+2f_N/f_{p2})/(1+s+t)$

Выполненный расчет поправок иллюстрирует необходимость осмотрительного выбора типа ОУ из ассортимента современных ОУ при проектировании ARC-цепи для диапазона даже относительно невысоких частот.

Сопротивление R базового контура рекомендуется принимать $R\leqslant r_{\text{вхОУ}}=$ $=10$ кОм; по заданию $C\approx 5000$ пФ (так как конденсаторы К71-7 имеют шаг $\Delta C=5$ пФ только до емкости 4985 пФ); частота настройки базового контура $f_{RC}=1/(2\pi RC)=1/(2\pi\cdot 10^4\cdot 5\cdot 10^{-9})=3{,}183$ кГц $<f_N=10$ кГц. Следовательно, специальных мер по понижению частоты принимать не требуется ($b_{\min}=$ $=f_{RC}/f_N=0{,}318<1$ можно оставить свободным параметром и оптимизировать варианты схем по чувствительности).

II. Для реализации ФНЧ-3 при $b\leqslant 1$ принимаем схему 2.

Схема 2 с однопетлевой обратной связью. Выполним предварительный расчет схемы 2 (см. табл. 5.16) для найденных выше значений a_i и для двух вариантов схемы — равноемкостного (I) и равнорезисторного (II). По табл. 5.22 вычисляем для варианта I: $b=2{,}433$; $m_0=3{,}084$; $K_0=2{,}347$. Для подварианта II.5: $x_0=1{,}769$; $b=3{,}130$; $t=7{,}900$; $K_0=1{,}190$. Для подварианта II.6: $b_0=$ $=1{,}699$; $t=2{,}153$; $K=1{,}779$.

По найденным параметрам схем с помощью табл. 5.21 и 5.24 вычислим поэлементную чувствительность $S_{x_j}^{p_i}=S_{x_j}^{a_i}$ коэффициентов a_i для всех вариантов (аналогично приводимому ниже примеру расчета для подварианта II.5 в табл. 5.33)[1].

Напоминаем, что чувствительность $S_{x_j}^{a_3}=1$ для $j=1, 2, \ldots, 6$; $S_{K_0}^{a_3}=$ $=S_{R''_{\text{ос}}}^{a_3}=0$.

---

[1] См. стр. 289.

Таблица 5.24

Расчет чувствительностей схемы 2, вариант II (этап IV)

x_j	$S^{a_1}_{x_j}$	$S^{a_2}_{x_j}$	$S^{a_3}_{x_j}$	$S^{K_0}_{x_j}$
R_1	$[1+s+t(1-K_0)]/(a_1 b)$	$[2s+t+st(1-K_0)]/(a_2 b^2)$	1	0
R_2	$[1+t(1-K_0)]/(a_1 b)$	$[s+t+st(1-K_0)]/(a_2 b^2)$		
R_3	$1/(a_1 b)$	$(2t+s)/(a_2 b^2)$		
C_1	$s/(a_1 b)$	$[2s+st(1-K_0)]/(a_2 b^2)$		
C_3	$[2t(1-K_0)]/(a_1 b)$	$[2t+st(1-K_0)]/(a_2 b^2)$		
C_3	$3/(a_1 b)$	$(2t+2s)/(a_2 b^2)$		
K_0	$-2tK_0/(a_1 b)$	$-K_0 st/(a_2 b^2)$	δ_3	1
μ_0	$S^{a_1}_{K_0} K_0/\mu_0-\delta_1$	$S^{a_2}_{K_0} K_0/\mu_0-\delta_2$	$-\delta_3$	K_0/μ_0
$R'_{\text{ос}}$	$2t(K_0-1)/(a_1 b)$	$st(K_0-1)/(a_2 b^2)$	$\delta_3 S^{K_0}_{R'_{\text{о.с}}}$	$-(1-1/K_0)$
$R'_{\text{ос}}$	$-S^{a_1}_{R'_{\text{ос}}}$	$S^{a_2}_{R'_{\text{ос}}}$	$\delta_3 S^{K_0}_{R''_{\text{ос}}}$	$1-1/K_0$

Примечания: 1. $S^{a_i}_{R_\text{г}}=S^{a_i}_{R_1} R_\text{г}/R_1$; $S^{a_i}_{R'_1}=S^{a_i}_{R_1} R'_1/R_1$.
2. Учет Δ_4 см. табл. 5.20.

Теперь, пользуясь табл. 5.32 и 5.33, вычисляем по (5.15) поэлементную чувствительность АЧХ $S^{|T|}_{x_j}=\Sigma S^{|T|}_{a_i} S^{a_i}_{x_j}$ (опуская $i=0$ — чувствительность плоского усиления, которая является второстепенным параметром) для всех вариантов схем. Одновременно для сравнительной оценки по методике разд. 2 и 4 вычисляем чувствительность $S^{|T|}_{x_j}$ каскадной реализации такой же передаточной функции на звеньях второго[1] и первого порядков (каждое звено на одном ОУ). Для корректного сравнения рассмотрим два варианта каскадной реализации — с равноемкостной схемой звена при $R_1/R_2=7{,}9$ и с равнорезисторной схемой при $C_1/C_2=7{,}9$.

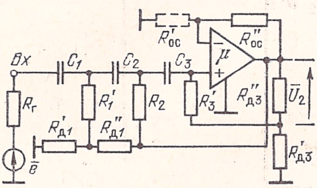
Результаты расчетов $S^{|T|}_{x_j}$ для вариантов некаскадной и каскадной реализаций равноемкостных и равнорезисторных ФНЧ-3 сводим в таблицу поэлементной чувствительности АЧХ ФНЧ-3 (табл. 5.34 на с. 290).

---

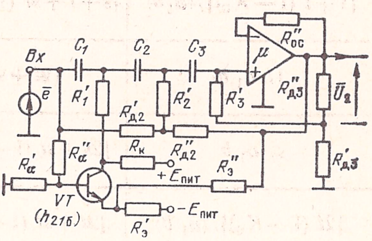
[1] Звено Саллена-Ки с положительной обратной связью на частоте полюса, $Q_p=2{,}018$. В равноемкостном варианте $K_0=1{,}950$, в равнорезисторном — $K_0=1{,}075$.

Таблица 5.25

ARC-цепи третьего порядка верхних частот

<table>
<tr><th>Схема 5. Полиномиальный ФВЧ-3 ($G_т \geqslant 1,5 \div 2$)</th><th>Схема 6. Режекторная и корректирующая цепь ВЧ третьего порядка ($G_т \geqslant 1 \div 2$)</th></tr>
<tr><td>

Вх
C_1
C_2
C_3
$R'_{ос}$
$R''_{ос}$
μ
$R_г$
R'_1
R_2
R'_3
$R''_{д3}$
$\bar U_2$
$R'_{д1}$
$R''_{д1}$
$R'_{д3}$
$\bar e$

</td><td>

Вх
C_1
C_2
C_3
$R''_{ос}$
μ
$\bar e$
R'_1
R'_2
R'_3
$R''_{д3}$
$\bar U_2$
$R'_{д2}$
$R_к$
$R''_{д2}$
R''_α
R'_α
$+E_{пит}$
$R''_э$
$R'_{д3}$
VT
($h_{21б}$)
$-E_{пит}$
$R'_э$

</td></tr>
<tr><td>Передаточная функция $T(p) = \bar U^2/\bar e = f(p)/v_3(p)$; $v_3(p) = a_3(p/\omega_N)^3 + a_2(p/\omega_N)^2 + a_1(p/\omega_N) + 1 + \Delta_4$; $f(p) = M a_3 (p/\omega_N)^3$. Плоское усиление $M = T(\infty) = 1$ при $R'_{ос} = \infty$</td><td>$f(p) = a_3(p/\omega_N)[(p/\omega_N)^2 + p\Omega_z/(Q_z\omega_N) + \Omega_z^2]$ $(M = T(\infty) = 1)$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Выражения параметров передаточной функции идеализированной модели (при $\mu \to \infty$, $R_г = 0$, $R'_{ос} = \infty$)</td></tr>
<tr><td>$a_3 = m^3/[b^3(1-K_3)]$; $a_2 = [3m^3 + m \times (1-K_1)/(1-K_3)]/b^2$;
$a_1 = (2m^2+2m)/b$</td><td>$a_3 = m^3/[b^3(1-K_3)]$; $a_2 = \{3m^3 + [2m^2A_2 + m(1-K_1)]/(1-K_3)\}/b_2$; $a_1 = [2m^2 + 2m + A_2/(1-K_3)]/b$;
$A_2 = R'_{д2}/(R'_{д2} + R''_{д2})$</td></tr>
<tr><td colspan="2">$C_1 = C_2 = C_3 = C$; $b = 1/RC\omega_N$; $R_3 = R'_3 + (R'_{д3} \parallel R''_{д3}) = R$;
$m = R_1/R_2 = R_2/R_3$; $K_3 = R'_{д3}/(R'_{д3} + R''_{д3})$; $\Delta_4 = 0$</td></tr>
<tr><td>$K_1 = R'_{д1}/(R'_{д1} + R''_{д1})$,
$R_1 = R'_1 + (R'_{д1} \parallel R''_{д1})$</td><td>$K_1 = h_{21б} R_к/R''_э$; $R_1 = R'_1 + R_к$. Параметры f_p: $\Omega_z = b\sqrt{A_2/m^3}$;
$Q_z = m^2 \Omega_z/[b(A_1 + 2mA_2)]$;
$A_1 = -\dfrac{\alpha h_{21б} R_к}{R'_э \parallel R''_э}$; $\alpha = R'_\alpha/(R'_\alpha + R''_\alpha)$;
$R_2 = R'_2 + (R'_{д2} \parallel R''_{д2})$</td></tr>
</table>

Таблица 5.26

Расчет схем 5 и 6 на повторителях (этапы II—III)

<table>
<tr><th>Шаг</th><th colspan="2">Операция</th></tr>
<tr><td rowspan="3">1</td><td colspan="2">Задаться значением K_3 (обычно $K_3 \leqslant 0{,}9$). Вычислить m</td></tr>
<tr><td>Схема 5</td><td>Схема 6</td></tr>
<tr><td>$$m = \frac{a_1}{2\sqrt[3]{a_3(1-K_3)}}$$</td><td>$$m = \frac{a_1}{2\sqrt[3]{a_3(1-K_3)}} - 1 - \frac{\left(\Omega_z \sqrt[3]{a_3}\right)^2}{2\sqrt{1-K_3}}$$</td></tr>
<tr><td>2</td><td colspan="2">Выбрать ОУ, рассчитать поправки δ_i:
$$\delta_1 = \frac{1}{a_1}\,\frac{f_N}{f_\mu}\,\frac{1}{\mu_0}\,\frac{1}{1-K_3};\quad \delta_2 = \frac{2m^2+2m+1}{a_2 b(1-K_3)\mu_0}\,\frac{f_N}{f_\mu};$$
$$\delta_3 = \frac{3m^3+2m^2+m}{a_3 b^2(1-K_3)\mu_0}\,\frac{f_N}{f_\mu}$$</td></tr>
<tr><td>3</td><td colspan="2">Найти измененные значения коэффициентов $a_i^* = a_i(1-\delta_i)$, рассчитать уточненные значения m (шаг 1)</td></tr>
<tr><td>4</td><td colspan="2">Рассчитать параметры $b = m/\sqrt[3]{a_3(1-K_3)}$ и $K_1 = 1 + (1-K_3) \times \times (3m^2 - a_2 b^2/m)$.
Для схемы 6, кроме того, $A_2 = m^3\Omega_z^2/b^2$ и $A_1 = m^2\Omega_z/(bQ_z) - 2mA_2$</td></tr>
<tr><td rowspan="4">5</td><td colspan="2">Задаться значением емкости $C = C_3$ и рассчитать значения $R = R_8 = 1/(bC2\pi f_N)$;
$R_2 = mR$ и $R_1 = m^2 R$. Задаться значениями $(R'_{д3} + R''_{д3})$ и $(R'_{д1,2} + R''_{д1,2})$ и найти $R'_{1,2}$ из условий:</td></tr>
<tr><td>Схема 5</td><td>Схема 6</td></tr>
<tr><td>$(R'_{д3} + R''_{д3}) \parallel (R'_{д1} + R''_{д1}) > R_{н.ОУ}$
$(R'_{д3} \parallel R''_{д3}) < R_3$; $(R'_{д1} \parallel R''_{д1}) < R_1$;
$R'_{д1} = K_1(R'_{д1} + R''_{д1})$;
$R''_{д1} = (1-K_1)(R'_{д1} + R''_{д1})$;
$R'_1 = R_1 - (R'_{д1} \parallel R''_{д1})$</td><td>$(R'_{д3} + R''_{д3}) \parallel (R'_{д2} + R''_{д2}) > R_{нОУ}$;
$(R'_{д3} \parallel R''_{д3}) < R_3$; $(R'_{д2} \parallel R''_{д2}) < R_2$;
$R'_{д2} = (1-A_2)(R'_{д2} + R''_{д2})$.
$R''_{д2} = A_2(R'_{д2} + R''_{д2})$;
$R'_2 = R_2 - (R'_{д2} \parallel R''_{д2})$</td></tr>
<tr><td colspan="2">Для обеих схем $R'_{д3} = K_3(R'_{д3} + R''_{д3})$; $R''_{д3} = (1-K_3)(R'_{д3} + R''_{д3})$; $R''_{ос} \approx R_8$</td></tr>
</table>

Продолжение табл. 5.26

Шаг	Операция
6	Для схемы 6 задаться отношением $R_к/R'_э$ (обычно 0,5—0,7) рассчитать $\alpha_1 = \|A_1\|/(K_1 + h_{21б} R_к/R'_э)$. Принять $(R'_\alpha + R''_\alpha) > R_{вх.зв}$. Найти $R'_\alpha = \alpha_1 (R'_\alpha + R''_\alpha)$ и $R''_\alpha = (1-\alpha_1)(R'_\gamma + R''_\alpha)$. Принять $R'_э$ [кОм] $\approx (2-5) \times E_{пит}$ [В], найти $R_к$. Проверить $R_к < R_1$, найти $R'_1 = R_1 - R_к$. Найти $R''_э = R'_э\ [\|A_1\|/(\alpha_1 K_1) - 1]$. Проверить $(R'_\alpha \\| R''_\alpha) \leqslant (R'_э \\| R_э)$
7	Вычислить технологические характеристики $D_R = m^2$; $G_т = b(f_N/f_{p1} + 2f_N/f_{p2})/(1+m+m^2)$

Таблица 5.27

Расчет схемы 5 на усилителе $K_0 = K_2 > 1$ с однопетлевой обратной связью (этапы II—III)[1]

Шаг	Операция
1	Найти m_0 как вещественный положительный корень уравнения $m^3 - \left(\frac{2}{\sqrt[3]{a_3}} - 1\right)\frac{m^2}{1} + \frac{a_2}{(\sqrt[3]{a_3})^2}\frac{m}{4} - \frac{1}{4} = 0$
2	Вычислить $b = m_0/\sqrt[3]{a_3}$; $K_0 = 2m_0^2 + 2m_0 + 1 - a_1 b$
3	Найти поправки δ_i и измененные значения коэффициентов a_i^* по табл. 5.26 шаги 2 и 3. Уточнить значения m_0, b и K_0 (шаги 1 и 2)
4	Значение C_3 принять близким к $1/(2\pi f_N b r_{вх\ ОУ})$ и рассчитать значения элементов схем $C_1 = C_2 = C_3 = C$; $R_3 = R = 1/(2\pi f_N b C) = R'_3$; $R_2 = mR$; $R_1 = m^2 R = R'_1$; $R''_{ос} \approx K_0 R$; $R'_{ос} = R''_{ос}/(K_0 - 1)$
5	Проверить приемлемость значений R_j, C и K_0. При необходимости повторить вычисления шага 4, задавшись другим значением C
6	Вычислить технологические характеристики по табл. 5.26 шаг 7

---

[1] Схему 5 можно также выполнять с однопетлевой обратной связью, для чего заземлить нижние выводы резисторов $R'_1 = R$ и $R'_3 = R_3$ и устранить делители $R'_{Д1} - R''_{Д1}$ $(R'_{Д1} = 0,\ R''_{Д1} = \infty)$ и $R'_{Д3} - R''_{Д3}$ $(R'_Д = 0,\ R''_Д = \infty)$.

Расчет чувствительности схем 5 и 6 (этап IV) (выражения δ_i — см. табл. 5.26, $K_0=K_2>1$

x_j	$S^{a_1}_{x_j}$	$S^{a_2}_{x_j}$	$S^{a_3}_{x_j}$
R_1	$[2m^2(1-K_3)]/(a_1 b)$	$[3m^3(1-K_3)+2m^2(1-K_2)]/(a_2 b^2)$	1
R_2	$2m(1-K_3)/(a_1 b)$	$[3m^3(1-K_3)+m(1-K_1)]/(a_2 b^2)$	1
R_3	$(1-K_2)/(a_1 b)$	$[2m^2(1-K_2)+m(1-K_1)]/(a_2 b^2$	1
C_1	$m^2(1-K_3)/(a_1 b)$	$[2m^3(1-K_3)+m^2(1-K_2)]/(a_2 b^2)$	1
C_2	$(m^2+m)(1-K_3)/(a_1 b)$	$[2m^3(1-K_3)+m^2(1-K_2)+$ $+m(1-K_1)]/(a_2 b^2)$	
C_3	$[1-K_2+m(1-K_3)]/(a_1 b)$	$[2m^3(1-K_3)+2m^2(1-K_2)+$ $+m(1-K_1)]/(a_2 b^2)$	
K_1	0	$-K_1 m/(a_2 b^2)$	0
K_2	$-K_2/(a_1 b)$	$-2m^2 K_2/(a_2 b^2)$	
K_3	$-2m(1+m)K_3/(a_1 b)+$ $+K_3/(1-K_3)$	$3m^3 K_3/(a_2 b^2)+K_3/(1-K_3)$	$K_3/(1-K_3)$
μ_0	$\left(S^{a_1}_{K_2}+S^{a_1}_{K_3}\right)K_0/\mu_0-\delta_1$	$\left(S^{a_2}_{K_1}+S^{a_2}_{K_2}+S^{a_2}_{K_3}\right)K_0/\mu_0-\delta_2$	$S^{a_3}_{K_3}\dfrac{K_0}{\mu_0}-\delta_3$
A_1	0	0	0
A_2	0	0	0

Примечания. 1. Приращения δK_j и δA_j рассчитываются по формулам:

Выражения δK_j

δK_j	Схема 5 при $K_0=1$	Схема 6	Схема 5 при $K_0>1$
δK_0	$1/\mu_0$	$1/\mu_0$	$(\delta R''_{ос}-\delta R'_{ос})(1-1/K_0)+$ $+K_0/\mu_0$
δK_1	$(\delta R'_{д1}-\delta R''_{д1})(1-K_1)$	$\delta R_{к}-\delta R''+\delta h_{21б}$	0
δK_2	0	$(\delta R'_{д2}-\delta R''_{д2})A_2$	$\delta K_2=\delta K_0$
δK_3	$(\delta R'_{д3}-\delta R_{д3})(1-K_3)$	$(\delta R'_{д3}-\delta R''_{д3})(1-K_3)$	0

2. Погрешность $\delta|T|$ за счет Δ_4 — по табл. 5.21. Для схем на повторителях $\Delta_4=(f/f_N)^4\times$

3. Влияние $R_г$ в схеме 5 учитывается через эквивалентное приращение $\delta C_1=-[p/(\omega_N b)]\times$

4. Параметры $S^{\Omega_z}_{x_j}$, $S^{Q_z}_{x_j}$ и $\overline{S}^{d_z}_{x_j}$ относятся только к схеме 6.

для схем на повторителях положить $K_2=1$. **Для схемы 5 с усилителем положить** $K_1=K_3=0$)

$S_{x_j}^{\Omega_z}$	$S_{x_j}^{\Omega_z}$	$\bar{S}_{x_j}^{d_z}$
$-0,5$	$-Q_z 2m^2 A_2/(\Omega_z a_3 b^2)+0,5$	$2m^2 A_2/(\Omega_z a_3 b^2)$
$-0,5$	$-Q_z m A_1/(\Omega_z a_3 b^2)+0,5$	$m A_1/(\Omega_z a_3 b^2)$
0	$-Q_z m (A_1+2m A_2)/(\Omega_z a_3 b^2)+1$	$m (A_1+2m^2 A_2)/(\Omega_z a_3 b^2)$
$-0,5$	$-Q_z m^2 A_2/(\Omega_z a_3 b^2)+0,5$	$m^2 A_2/(\Omega_z a_3 b^2)$
	$-Q_z m (A_1+m A_2)/(\Omega_z a_3 b^2)+0,5$	$m (A_1+m A_2)/(\Omega_z a_3 b^2)$
0	$-Q_z m (A_1+2m A_2)/(\Omega_z a_3 b^2)+1$	$m (A_1+2m A_2)/(\Omega_z a_3 b^2)$
0	0	0
0	0	0
0	$-Q_z A_1 m/(\Omega_z a_3 b^2)$	$m A_1/(\Omega_z a_3 b^2)$
0,5	$-Q_z 2m^2 A_2/(\Omega_z a_3 b^2)+0,5$	$2m^2 A_2/(\Omega_z a_3 b^2)$

Выражения δA_j

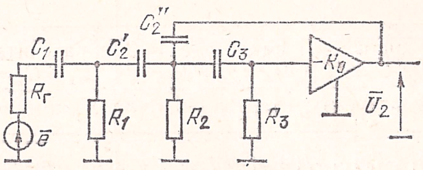
δA_j	Схема 5	Схема 6
δA_1	0	$(\delta R'_\alpha - \delta R''_\alpha)(1-\alpha)+\delta R_к - \delta(R'_э \parallel R''_э)$
δA_2	0	$(\delta R''_{д2} - \delta R'_{д2})(1-A_2)$

$\times a_3 f_N/(f_\mu \mu_0)$, для схемы 5 при $K_0 > 1$ $\Delta_4 = (f/f_N)^4 a_3 f_N K_0/(f_{УО} \mu_0)$.

$\times |R_г/R_з|$.

Таблица 5.29

Полиномиальный ФВЧ-3 (схема 7) с понижением частоты ($b \geqslant 5 \div 10$)



Передаточная функция

$$T\ (p)=\frac{\bar{U}_2}{\bar{e}}=\frac{M\,a_3\,(p/\omega_N)^3}{a_3\,(p/\omega_N)^3+a_2\,(p/\omega_N)^2+a_1\,(p/\omega_N)+1+\Delta_4}$$

Плоское усиление $M=T\ (0)=-K_0/(3+2K_0)$

Выражения параметров передаточной функции идеализированной модели (при $|K_0|=\text{const}$, $R_г \to 0$, $C_1=C_2'=C_2''=C_3=C$):

$a_3=(gh/b^3)\,(3+2K_0)$; $a_2=(1/b^2)\,[2g+5gh+h\,(2+K_0)]$; $a_1=(1/b)\,(2g+3h+1)$;

$b=1/(RC\omega_N)$; $g=R_1/R_3$; $h=R_2/R_3$; $R_3=R$; $\Delta_4=0$

Таблица 5.30

Расчет схемы 7 ФВЧ-3 (этапы II—III)

Шаг	Операция
1	Задаться значением $h<a_1\,a_2/a_3$ (обычно $h=1 \div 2$). Вычислить значения $k_1=3+1/h$; $k_2=1+2{,}5h$; $A=(a_1\,a_2-a_3)\,h$; $B=(a_1^2\,k_2+a_2\,k_1\,h)$; $C=2a_1\,k_1\,k_2-0{,}5a_1$; $D=(k_1^2\,k_2-0{,}5\,k_1)$; $A_2=B/A$; $A_1=C/A$ и $A_0=D/A$
2	Найти x_0 как вещественный положительный корень уравнения $x^3-A_2\,x^2+A_1\,x-A_0=0$
3	Найти $b=x_0\,h$; $g=0{,}5\,(a_1\,b-3h-1)$; $K_0=(a_3\,b^3-3gh)/(2gh)$
4	Выбрать схему реализации усилителя K_0 по табл. 1.6, 1.7 и параметры $f_{уО}$ и μ_0 ОУ (коррекция вводится из расчета на $\beta_{\max}=2/3$ или $K_{н\cdot и}=2{,}5$). Найти поправки $\delta_1=(1/a_1)\,(f_N/f_{у0})\,(K_0/\mu_0)$; $\delta_2=(a_1/a_2)\,(f_N/f_{у0})\,(K_0/\mu_0)$; $\delta_3=(1/a_3\,b^2)\times$ $\times\,(5gh+2g+2h)\,(f_N/f_{у0})\,(K_0,\mu_0)$
5	Найти измененные значения коэффициентов $a_i^*=a_i\,(1-\delta_i)$ и рассчитать уточненные значения параметров b, g, K_0 (шаги 1—3)

Продолжение табл. 5.30

Шаг	Операция
6	Задаться значением емкости $C_3=C$ и рассчитать значения $R=R_3=1/(b\,C\,2\pi f_N)$; $R_2=hR$; $R_1=gR$ $(C_1=C_2'=C_2''=C_3=C)$. Уточнить элементы схемы усилителя K_0 по табл. 1.6—1.7
7	Вычислить технологические характеристики $D_R=g$; $D_C=1$; $G_{\text{т}}=b\,(f_N/f_{\text{р}1}+2f_N/f_{\text{р}2})/(1+g+h)$

Таблица 5.31

Расчет чувствительностей схемы 7 (этап IV)

x_j	$S_{x_j}^{a_1}$	$S_{x_j}^{a_2}$	$S_{x_j}^{a_3}$
R_1	$2g/(a_1 b)$	$(5gh+2g)/(a_2 b^2)$	1
R_2	$3h/(a_1 b)$	$[5gh+h\,(2+K_0)]/(a_2 b^2)$	1
R_3	$1/(a_1 b)$	$[2g+h\,(2+K_0)]/(a_2 b^2)$	1
C_1	$g/(a_1 b)$	$g\,(1+3h)/(a_2 b^2)$	$gh\,(2+K_0)/(a_3 b^2)$
C_2'	$(g+h)/(a_1 b)$	$[h+g\,(1+3h)]/(a_2 b^2)$	$gh\,(2+K_0)/(a_3 b^3)$
C_2''	$h/(a_1 b)$	$h\,(1+2g+K_0)/(a_2 b^2)$	$2gh\,(1+K_0)/(a_3 b^3)$
C_3	$(1+h)/(a_1 b)$	$[2\,(h+g+hg)+K_0 h]/(a_2 b^2)$	1
K_0	δ_1	$h\,K_0/(a_2 b^2)$	$2g\,h\,K_0/(a_3 b^3)$
μ_0	$-\delta_1$	$S_{K_0}^{a_2}(K_0/\mu_0-\delta_2)$	$S_{K_0}^{a_3}(K_0/\mu_0-\delta_3)$

Примечания: 1. Погрешность $\delta\,|T|$ за счет Δ_4 — по табл. 5.20, причем $\Delta_4=\Omega^4\,3ghf_N\,K_0/(b^3 f_{\text{у}0}\,\mu_0)$.

2. Влияние $R_{\text{г}}$ — по табл. 5.28, примечание 3.

3. $S_{K_0}^{|M|}=3/(3+2K_0)$.

Там же представлена среднеквадратическая чувствительность по формуле (5.17):

$$S^{|T|}_{\text{скв}} = \sqrt{\sum_{j=1}^{6} \left(S^{|T|}_{x_j}\right)^2 + 2\left(S^{|T|}_{x_7}\right)^2} \ ; \quad x_7 = R''_{\text{о.с}}; \quad S^{|T|}_{R''_{\text{о.с}}} = -S^{|T|}_{R'_{\text{о.с}}},$$

а также чувствительность $S^{|T|}_{K_0}$ АЧХ к коэффициенту усиления K_0.

Доминирующая чувствительность $S^{|T|}_{x_j}$ (главным образом к элементам C_1 — C_3 и $R''_{\text{о.с}}$) подчеркнута в табл. 5.34. Для остальных вариантов расчета схемы 2, опустив промежуточные расчеты, ограничимся сведением доминирующих и среднеквадратической чувствительностей на частоте $f=f_N$ в табл. 5.35.

Схема 2 с многопетлевой обратной связью. Для случая $K_1 = 0$ рассчитаем по табл. 5.18 два варианта схемы (при $m = 2$ и $m = 1$) для заданных значений a_i (табл. 5.36).

Пользуясь табл. 5.21 и 5.20, вычисляем поэлементную чувствительность $S^{a_i}_{x_j}$ коэффициентов a_i.

Шаги 1 и 8 табл. 5.21 опускаем (полагаем $R'_1 \approx R_1$, $R_\text{г} \approx 0$, а $K_1 = 0$). Шаги 9, 10 используем для расчета чувствительностей $S^{a_i}_{R''_{\text{о.с}}}$ и $S^{a_i}_{R'_{\text{д3}}}$ с помощью табл. 5.20. Из схемы 2 и табл. 5.20 следует, что

$$S^{a_i}_{R''_{\text{о.с}}} = S^{a_i}_{K_2} S^{K_2}_{R''_{\text{о.с}}} + S^{a_i}_{K_3} S^{K_3}_{R''_{\text{о.с}}}, \quad K_2 = K_0,$$

$$K_3 = K'_3 K_0, \quad K'_3 = R'_{\text{д3}}/(R'_{\text{д3}} + R''_{\text{д3}}).$$ Перепишем

$$S^{a_i}_{R''_{\text{о.с}}} = S^{a_i}_{K_2} S^{K_0}_{R''_{\text{о.с}}} + S^{a_i}_{K_3} S^{K_3}_{K_0} S^{K_0}_{R''_{\text{о.с}}} = S^{a_i}_{K_2} S^{K_0}_{R''_{\text{о.с}}} + S^{a_i}_{K_3} S^{K_0}_{R''_{\text{о.с}}} = S^{K_0}_{R''_{\text{о.с}}} \left(S^{a_i}_{K_2} + S^{a_i}_{K_3}\right),$$

поскольку $S^{K_3}_{K_0} = 1$. Значения $S^{a_i}_{K_2}$ и $S^{a_i}_{K_3}$ вычисляются по табл. 5.21. Согласно примечанию 2 к табл. 5.20

$$\delta K_0/\delta R''_{\text{о.с}} = S^{K_0}_{R''_{\text{о.с}}} = 1 - 1/K_0; \quad \text{таким образом},$$

$$S^{a_i}_{R''_{\text{о.с}}} = -S^{a_i}_{R'_{\text{о.с}}} = \left(S^{a_i}_{K_2} + S^{a_i}_{K_3}\right)(1 - 1/K_0).$$

Для варианта $m=1$ вычисляем $S^{a_1}_{R''_{\text{о.с}}} = (-2{,}38 - 2{,}62)\ (1 - 0{,}84) = -0{,}80.$

Аналогично вычисляются остальные $S^{a_1}_{R''_{\text{о.с}}}$.

Для расчета $S^{a_i}_{R'_{\text{д3}}}$ замечаем, что $S^{a_i}_{R'_{\text{д3}}} = S^{a_i}_{K_3} S^{K_3}_{R'_{\text{д3}}}$.

Согласно табл. 5.20 $\delta K_3/\delta R'_{\text{д3}} = S^{K_3}_{R_{\text{д3}}} = 1 - K'_3$, $K'_3 = K_3/K_0$ и $S^{a_i}_{R'_{\text{д3}}} =$

$$= -S^{a_i}_{R''_{\text{д3}}} = S^{a_i}_{K_3}(1 - K'_3).$$

Например для этого же варианта ($m = 1$) вычисляем по табл. 5.21. $S^{a_1}_{R'_{\text{д3}}} = -2{,}62\ (1 - 0{,}873/1{,}191) = -0\ 70.$

Таблица 5.32

Чувствительность $S_{a_i}^{|T|}$ по диапазону частот

[illegible]	$\lvert\hat{T}(\Lambda)\rvert$	$S_{a_1}^{\lvert T\rvert}$	$S_{a_2}^{\lvert T\rvert}$	$S_{a_3}^{\lvert T\rvert}$	$\sum_{i=1}^{n} S_{a_i}^{\lvert T\rvert}$	Примечание
0,000	1,000	0,00	0,00	0,00	0,00	Начальная точка
0,500	0,891	—1,00	0,20	0,20	—0,60	min АЧХ
0,866	1,000	—1,89	—0,78	1,15	—1,52	max АЧХ
1,000	0,891	—1,00	—1,62	0,78	—1,84	$f_\varkappa = f_N$
2,000	—	0,32	—0,32	—1,04	—1,04	Отстройка на октаву
4,000	0,008	0,08	—0,06	—1,02	—1,00	$f \gg f_\varkappa$

Таблица 5.33

Поэлементная чувствительность $S_{x_j}^{a_i}$

j	x_j	$S_{x_j}^{a_1}$	$S_{x_j}^{a_2}$
1	R_1	0,94	0,60
2	R_2	—0,06	0,20
3	R_3	0,13	1,20
4	C_1	1,00	0,20
5	C_2	—0,38	0,20
6	C_3	0,38	1,60
7	$R''_{\text{о.с}}$	—0,38	—0,60
	K_0	—2,38	—3,77

Вычислив чувствительности $S_{x_i}^{a_i}$, воспользуемся табл. 5.32, чтобы рассчитать поэлементную чувствительность АЧХ для обоих вариантов схемы. Результаты расчетов сведем в табл. 5.37 и 5.38. Среднеквадратическую чувствительность вычисляем по формуле

$$S_{\text{скв}}^{|T|} = \sqrt{\sum_{j=1}^{6} \left(S_{x_j}^{|T|}\right)^2 + 2\left(S_{R''_{\text{о.с}}}^{|T|}\right)^2 + 2\left(S_{R'_{\text{д}3}}^{|T|}\right)^2}\,.$$

Сопоставление и сравнительная оценка вариантов. Теперь мы располагаем данными для сравнения по чувствительности семи вариантов выполнения ФНЧ-3. Для сравнения их по эксплуатационным и технологическим качествам вычислим еще технологический выигрыш $G_\text{т}$ и составим сводную табл. 5.39, куда внесем также данные для каскадной реализации из развязанных звеньев.

Как видим, наилучшими в смысле чувствительности являются схема 2 в равнорезисторном варианте II.5 и равнономинальная ($m = 1$) схема с многопетлевой обратной связью. По чувствительности они лучше каскадной реализации, хотя и уступают ей по значению $G_\text{т}$.

III. Выполним детальный расчет элементов схемы 2 в подварианте II.5 и в варианте $m = 1$ с многопетлевой обратной связью.

Равнорезисторная схема 2 рассчитывается по табл. 5.23. Для подварианта II.5 найдено выше: $t = 7{,}90 = s$; $g = h = 1$; $b_0 = 3{,}13$; $K_0 = 1{,}19$; для ОУ 140УД1А $\mu_0 = 2000$; $f_{\text{у}0} = f_\mu = 15$ кГц; задано $f_N = f_x = 10$ кГц; значения a_i приведены выше. Вычисляем по шагам табл. 5.23: 1) поправки $\delta_1 = 0{,}16 \times \times 10^{-3}$; $\delta_2 = 1{,}71 \cdot 10^{-3}$, $\delta_3 = 1{,}65 \cdot 10^{-3}$; уточненные значения поправок мало отличаются от оценочных сделанных на первом этапе: все $\delta_i < 0{,}17\%$; 2) влиянием ОУ можно пренебречь: $a_i^* \approx a_i$; пересчитывать параметры не требуется; 3) примем $C_1 = C_2 = 14$ нФ ± 0,5% (наибольшая емкость конденсатора К71-7 во втором типоразмере), тогда $C_3 = C = C_1/s = C_2/t = 14/7{,}9005 = 1{,}772$ нФ; принимаем $C_3 = 1{,}77$ нФ ± 1%; резисторы $R_1 = R_2 = R_3 = 1/(3{,}1301 \cdot 2\pi \times \times 10^4 \cdot 1{,}77 \cdot 10^{-9}) = 2{,}873$ кОм; $R'_1 = R_1 - R_\text{г} = 2{,}873 - 0{,}4 = 2{,}473$ кОм; $R''_{\text{о.с}} \approx K_0 3R \approx 10$ кОм; $R'_{\text{о.с}} = R''_{\text{о.с}}/0{,}1905 = 52{,}49$ кОм; принимаем ближайшие номиналы резисторов С2-29 или аналогичных им по ряду Е192, причем для $R_1 - R_3$ допуски $\delta R = \pm\, 0{,}5\%$, а для $R'_{\text{о.с}}$ и $R''_{\text{о.с}}$ — ± 0,2% (при этом с учетом дискретности шага номиналов погрешность фактического значения $R'_{\text{о.с}}$ и $R''_{\text{о.с}}$ не превысит ± 0,5% по отношению к расчетному); 4) значения x_j приемлемы; 5) вычислены выше.

Таблица 5.34

Поэлементная чувствительность АЧХ ФНЧ-3

i	x_j	$S_{x_j}^{\|T\|}$, $f/f_N=0,5$			$S_{x_j}^{\|T\|}$, $f/f_N=0,866$			$S_{x_j}^{\|T\|}$, $f/f_N=1$			$S_{x_j}^{\|T\|}$, $f/f_N=2$		
		Равноемкостная схема	Равнорезисторная схема		Равноемкостная схема	Равнорезисторная схема		Равноемкостная схема	Равнорезисторная схема		Равноемкостная схема	Равнорезисторная схема	
		$D_C=1$; $D_R=7,9$	$D_C=7,9$; $D_R=1$		$D_C=1$; $D_R=7,9$	$D_C=7,9$; $D_R=1$		$D_C=1$; $D_R=7,9$	$D_C=7,9$; $D_R=1$		$D_C=1$; $D_R=7,9$	$D_C=7,9$; $D_R=0$	
		Развязанные звенья	Подвариант II.5	Развязанные звенья	Развязанные звенья	Подвариант II.5	Развязанные звенья	Развязанные звенья	Подвариант II.5	Развязанные звенья	Развязанные звенья	Подвариант II.5	Развязанные звенья
1	R_1	0,28	—0,62	0,28	0,82	—1,09	0,81	0,22	—1,13	0,21	—1,11	—0,93	—1,11
2	R_2	0,24	0,30	0,24	0,49	1,11	0,50	—0,22	0,52	—0,21	—1,16	—1,12	—1,16
3	R_3	—0,50	0,31	0,50	—0,75	—0,03	—0,75	—0,8	—1,29	—0,80	—0,94	—1,38	—0,94
4	C_1	0,85	—0,76	0,35	5,08	—0,89	1,35	5,89	—0,54	0,92	—0,50	—0,78	—1,03
5	C_2	—0,33	0,62	0,17	—3,76	1,71	—0,04	—5,89	0,84	—0,92	—1,77	—1,23	—1,23
6	C_3	—0,50	0,14	—0,5	—0,75	—0,814	—0,75	—0,8	—2,19	—0,80	—0,94	—1,43	—0,94
7	$R''_{ос}$	0,54	0,26	0,04	4,04	1,18	0,32	5,39	1,35	0,42	1,20	0,07	0,05
$S_{с.кв}^{\|T\|}$		1,43	1,30	0,89	8,64	3,08	2,01	11,35	3,56	1,85	2,90	2,86	2,63
$S_{K_c}^{\|T\|}$		1,11	1,63	0,60	8,29	7,43	4,53	11,06	8,49	6,04	1,20	0,44	0,65

Таблица 5.35

Чувствительность АЧХ на частоте f_N

$S_{x_j}^{\|T\|}$	Вариант I	Подвариант II. 6
$S_{C_2}^{\|T\|}$	7,21	2,53
$S_{C_3}^{\|T\|}$	—8,43	—3,71
$S_{R''_{о.с}}^{\|T\|}$	7,91	2,95
$S_{с.кв}^{\|T\|}$	16,13	6,98

Таблица 5.36

Расчет параметров схемы 2

Шаг	1	2	3
Параметры	$m=2$	$b_0=1,246$	$K_3=0,507$; $K_2=1,718$
	$m=1$	$b_0=0,396$	$K_3=0,873$ $K_2=1,191$

Равноемкостная схема 2 с многопетлевой обратной связью рассчитывается **по табл. 5.18 и 5.19**. Вычислено выше (табл. 5.36) по первым трем шагам табл. 5.18: $m=1$; $b=0,396$; $K_2=K_0=1,19$. Проверяем поправки δ_i по табл. 5.18. Шаг 4: $\delta_1=0,16\cdot10^{-3}$; $\delta_2=3\cdot10^{-3}$; $\delta_3=6,28\cdot10^{-3}$. Здесь уточненное значение наибольшей поправки $\delta_3=0,63\%$. Шаг 5: для фильтра с неравномерностью АЧХ $a_{\max}=1$ дБ, который мы здесь проектируем, нет необходимости пересчитывать значения K_j, так как $a_i^*=a_i$ с достаточной точностью. Шаг 6: принимаем $C_j=C=4$ нФ $\pm$ 1% (наибольшая емкость в первом типоразмере конденсаторов К71-7). Резисторы $R_1=R_2=R_3=R=1/(0,39619\cdot2\pi\cdot10^4\cdot4\times\times10^{-9})=10,043$ кОм; $R_1'=R_1-R_г=10,04-0,4=9,64$ кОм. Шаг 7: $G_т$ вычислен выше. По табл. 5.19: $R''_{о.с}\approx K_2 3R\approx 36$ кОм; $R'_{о.с}=R''_{о.с}/0,1906=$

Таблица 5.37

Поэлементная и среднеквадратическая чувствительность для варианта $m=1$

j	x_j	Чувствительность $S_{x_j}^{a_i}$ коэффициентов передаточной функции			Чувствительность $S_{x_j}^{\|T\|}$ АЧХ			
		$S_{x_j}^{a_1}$	$S_{x_j}^{a_2}$	$S_{x_j}^{a_3}$	$f=0,50\ f_N$	$f=0,866\ f_N$	$f=1,00\ f_N$	$f=2,00\ f_N$
1	R_1	0,94	0,60	1,00	—0,62	—1,09	—1,13	—0,93
2	R_2	—0,06	0,20	1,00	0,18	1,11	0,39	—1,12
3	R_3	0,13	1,21	1,00	0,32	—0,03	—1,31	—1,39
4	C_1	1,00	0,20	1,00	—0,76	—0,89	—0,54	—0,78
5	C_2	—0,38	0,20	1,00	0,62	1,71	0,84	—1,23
6	C_3	0,38	1,20	1,00	0,06	—0,5	—1,54	—1,30
7	$R''_{о.с}$	—0,80	—2,21	—1,10	0,14	1,97	3,52	1,60
8	$R'_{дз}$	—0,70	—2,94	—2,81	—0,25	1,53	4,05	2,60
$S_{с.кв}^{\|T\|}$					1,28	4,34	8,01	5,15

Таблица 5.38

Доминирующая поэлементная и среднеквадратическая чувствительности для варианта $m=2$

i	x_j	Чувствительность $S_{x_j}^{a_i}$ коэффициентов передаточной функции			Чувствительность $S_{x_j}^{\|T\|}$ АЧХ			
		$S_{x_j}^{a_1}$	$S_{x_j}^{a_2}$	$S_{x_j}^{a_3}$	$f=0,50\ f_N$	$f=0,866\ f_N$	$f=1,00\ f_N$	$f=2,00\ f_N$
5	C_2	−1,37	−0,89	1,00	1,39	4,43	3,59	−1,19
6	C_3	1,10	2,68	1,00	−0,36	−3,01	−4,66	−1,55
7	$R''_{о.с}$	−1,85	−3,00	−0,43	1,16	5,33	6,37	0,82
$S_{с.кв}^{\|T\|}$					2,58	10,05	12,05	3,47

Таблица 5.39

Сравнение вариантов ФНЧ-3

Вид схемы	Схема 2 с однопетлевой обратной связью			Многопетлевая схема 2		Развязанные звенья	
Вариант, подвариант	I	II.5	II.6	$m=1$	$m=2$	$C_j=C$	$R_j=R$
Число N_x R и C	$3+2=5$ R, $3C$; $N_x=8$			$7R$; $N_x=10$		$5R$, $N_x=8$	
Число ОУ	1	1	1	1		2	
Разброс: D_R D_C	 9,51 1,00	 1,00 7,90	 1,00 4,63	 1,00 1,00	 4,00 1,00	 7,90 1,00	 1,00 7,90
K_0	2,35	1,19	1,78	1,19	1,72	1,95	1,07
Формула $G_т$	Табл. 5.18, шаг 7	Табл. 5.23, шаг 5		Табл. 5.18, шаг 7		—	—
Значение $G_т$	0,72	0,75	0,88	0,53	0,72	1,00	1,00
$S_{с.кв}^{\|T\|}$ на $f=f_N$	16,1	3,56	6,98	8,01	12,05	8,29	4,53

Таблица 5.40

Поле допусков АЧХ равнорезисторной схемы (подвариант II.5)

f/f_N	0,50	0,866	1,00	2,00
$\delta\lvert T\rvert$, %	0,36	0,88	1,43	0,83

Таблица 5.41

Поле допусков АЧХ равноемкостной схемы

f/f_N	0,50	0,866	1,00	2,00
$\delta\lvert T\rvert$, %	0,7	2,5	4,7	3

= 189,5 кОм. Принимаем $R'_{дз} + R''_{дз} = 3{,}3$ кОм $> R_{н.ОУ} = 3$ кОм. Находим $R'_{дз} = 3{,}3K_3/K_2 = 3{,}3 \cdot 0{,}8734/1{,}1906 = 2{,}421$ кОм; $R''_{дз} = 3{,}3 - R'_{дз} =$ $= 0{,}879$ кОм. Проверяем $R''_{о.с} \| 3{,}3$ кОм$\| R_{н.зв} = 189{,}5 \| 3{,}3 \| 100 = 3{,}142$ кОм $>$ $> R_{нОУ}$. Принимаем для всех вычисленных сопротивлений ближайшие номиналы резисторов С2-29 или аналогичных им по ряду К192, допуски $\delta R = \pm\, 0{,}5\%$.

IV. Ожидаемая погрешность характеристик. В равнорезисторной схеме все элементы, кроме C_3, имеют производственный допуск 0,5%. Рассчитаем, пользуясь таблицей поэлементной чувствительности АЧХ ФНЧ-3, поле допусков АЧХ подварианта II.5. По формуле (5.16)

$$\delta\lvert T\rvert = k_{г.в}\sqrt{\sum_{j=1}^{5}\left(S_{x_j}^{\lvert T\rvert}\,\delta x_j\right)^2 + \left(S_{x_6}^{\lvert T\rvert}\,\delta x_6\right)^2 + 2\left(S_{x}^{\lvert T\rvert}\,\delta x_7\right)^2};$$

$$\delta x_j = 0{,}5\%; \quad \delta x_6 = \delta C_3 = 1\%; \quad \delta x_7 = \delta R''_{о.с} = \delta R'_{о.с} = 0{,}5\%;$$

$$S_{x_6}^{\lvert T\rvert} = S_{C_3}^{\lvert T\rvert}; \quad S_{x_7}^{\lvert T\rvert} = S_{R''_{о.с}}^{\lvert T\rvert}.$$

Значения $S_{x_j}^{\lvert T\rvert}$ берем из табл. 5.34. Положив $k_{г.в} = 0{,}55$, находим, что 90% фильтров после сборки будет иметь АЧХ, лежащую в поле допусков $\pm\,\delta\,\lvert T\rvert$ (вокруг номинальной АЧХ), как показано в табл. 5.40.

Заметим, что на границе полосы прозрачности $\Omega = f/f_N = 1$ крутизна АЧХ $S_{\Omega}^{\lvert T\rvert} = \delta\lvert T\rvert/\delta\Omega = 1{,}8$. Это означает, что допуск (неопределенность) значения АЧХ $\delta\lvert T\rvert = 1{,}43\%$ перейдет в допуск (неопределенность) значения границы полосы прозрачности $\delta f_x = \delta\lvert T\rvert/S_{\Omega}^{\lvert T\rvert} = 1{,}43/1{,}8 \approx 0{,}8\%$. К этому добавится погрешность $\delta f_N \leqslant 0{,}17\%$, вызванная тем, что номинальное значение примененных в схеме резисторов неточно равно расчетному (ошибка в пределах 1/2 шага ряда Е192). Таким образом, 90% изделий после сборки и без регулировки будет иметь погрешности АЧХ согласно табл. 5.40. Остальные 10% изделий будут иметь приблизительно в 1,8 раза бóльшую погрешность.

Кроме того, строго говоря, имеется погрешность Δ_4, но она пренебрежимо мала. Согласно табл. 5.21 на частоте $f/f_N = 0{,}866$ $\Delta_4 = a_3\,(0{,}866)^4\,K_0 f_N /(\mu_0 f_\mu) = 0{,}45\cdot 10^{-3}$; на частоте $f = f_N$ $\Delta_4 = 0{,}8\cdot 10^{-3}$; ее влияние на АЧХ в полосе прозрачности выражается поправками порядка 0,1%. Таков же порядок погрешности, вызванной конечным значением усиления μ_0; по табл. 5.24 $S_{\mu_0}^{a_1} =$ $= S_{K_0}^{a_1}\,K_0/\mu_0 - \delta_1 = -\,2{,}38\cdot 1{,}19/2000 - 0{,}16 \cdot 10^{-3} = -1{,}58\cdot 10^{-3}$; $S_{\mu_0}^{a_2} =$ $= -\,5{,}24\cdot 10^{-3}$; $S_{\mu_0}^{a_3} = -\,6{,}3\cdot 10^{-3}$; изменения δa_i, вызванные изменением $\delta\mu_0 = \pm\,30 - 50\%$, составляет 0,3—0,5 от этих значений.

В равноемкостной (равнономинальной) схеме 2 с учетом шага номиналов и допусков резисторов можно считать, что все элементы имеют допуск в пределах

Таблица 5.42

Варианты расчета ФНЧ-3

Вариант расчета	Исходные значения		Рассчитанные параметры						
			K_1	K_2	K_0	$G_л$	A_1	A_2	$K_п$
1	$m=1$	$b=2$	—25,8	24,0	—6,68	1,97	—0,32	0,16	28,5
2	$m=\sqrt{2}$	$b=3$	—52,8	21,6	—8,17	2,01	—0,22	0,13	24,7
3		$b=4$	—44,4	53,4	—20,7	2,68	—0,38	0,22	68,8
4	$m=2$	$b=5$	—16,8	28,7	—14,0	2,11	—0,19	0,12	32,8

$\pm$ (0,9—1)%. Поэтому (если отвлечься от влияния внутреннего сопротивления делителя $R'_{дз} - R''_{дз}$) здесь поле допусков для 99,73% изделий совпадает со значением $S^{|T|}_{с\,кв}$, выраженным в процентах. Фактически следует учесть влияние $R'_{дз} || R''_{дз} = 2{,}42 || 0{,}879 = 0{,}645$ кОм. Согласно примечанию 3 табл. 5.21 оно эквивалентно изменению емкости C_3 на мнимую величину

$$\delta C_з = \left(-j\,\frac{f}{f_N}\,\frac{1}{b}\right)\frac{R'_{дз} \,||\, R''_{дз}}{R_з}.$$

На частоте $f = 0{,}866 f_N$ $\delta C_3 = (-j0{,}866/0{,}396)\ (0{,}645/10{,}04) = -j0{,}14$; на частоте $f = f_N$ $\delta C_3 = -j0{,}16$. Эта поправка приблизительно равноценна изменению «модуля емкости» конденсатора на величину $\delta\,|C_3| = 0{,}5\,|\delta C_3|^2 = 1 - 1{,}2\%$ или незначительному увеличению погрешности АЧХ против вычисленной среднеквадратической (на доли процента). Можно ожидать, что здесь 90% изделий будет иметь допуск АЧХ $\pm\,\delta|T|$ согласно табл. 5.41.

Допуск АЧХ на границе полосы пропускания выразится в допуске частоты среза $\delta f_x = 4{,}7/1{,}8 = 2{,}6\%$, неравномерность (размах пульсации) АЧХ может увеличиться с 12,2% ($a_{\max} = 1$ дБ) до $12{,}2 + 0{,}7 + 2{,}5 = 15{,}4\% = 1{,}24$ дБ. Погрешности, связанные с влиянием ОУ, практически не будут заметны.

Настройка схемы потребуется в случае, если необходимо убрать производственный допуск характеристик. Рассматривая табл. 5.37, замечаем, что уровень АЧХ на частоте $f = 0{,}866 f_N$ следует выставлять регулировкой резистора R_2 в пределах приблизительно $\delta R_{2\,рег} = \pm\,2{,}5\%$ ($S^{|T|}_{R_2} = 1{,}11$). Уровень АЧХ на частоте $f = f_N$ выставляется регулировкой резистора R_3 в пределах $\pm$ (2,5—3)% ($S^{|T|}_{R_3} = -1{,}31$), что может дать незначительное дополнительное отклонение АЧХ вблизи частоты минимума $f = 0{,}5 f_N$ (так как здесь $S^{|T|}_{R_3} = 0{,}32$). Если последнее нежелательно, можно для точной настройки осторожно подрегулировать R_1 ($S^{|T|}_{R_1}\big|_{f=0{,}5f_N} = -0{,}62$) и снова (в противоположную сторону) изменить R_3. Регулировка R_1 вместо R_3 применяется также в случае характерной погрешности АЧХ, если АЧХ в полосе пропускания во всех точках лежит ниже номинального уровня. Таким образом, процесс настройки схемы с точностью АЧХ до $\delta\,|T| \leqslant (0{,}5 \leqslant 1)\%$ требует две-три итерации.

Температурная нестабильность АЧХ схем в условиях заданного диапазона определяется температурными коэффициентами сопротивлений (ТКС $= \pm\,75 \times 10^{-6}/°$С для резисторов С2-29В, группа А) и емкостей (ТКЕ $= -(60 \pm 80)\cdot 10^{-6}/°$С). Наибольшие температурные уходы в диапазоне температур [20, — 60]° С согласно паспортным данным не превысят $\delta R_{экс} = \varkappa^R_{T°}\,|\Delta T°| = \pm\,75\cdot 10^{-6}\cdot 80 = \pm\,6\cdot 10^{-3} = \pm\,0{,}6\%$ и $\delta C_{экс} = \varkappa^C_{T°}\,|\Delta T°| = -(60 \pm 80) \times$

Таблица 543

Поэлементная и среднеквадратическая чувствительности АЧХ ФНЧ-3

x_j	$f/f_N = 0,802$				$f/f_N = 1,000$				$f/f_N = 4,350$			
	Вар. 1	Вар. 2	Вар. 3	Вар. 4	Вар. 1	Вар. 2	Вар. 3	Вар. 4	Вар. 1	Вар. 2	Вар. 3	Вар. 4
R_1	−4,73	−20,0	−5,88	−3,58	−3,64	−12,1	−4,49	−3,07	−4,53	−2,64	−4,45	−4,69
R_2	5,17	3,37	1,68	3,45	4,55	2,71	2,59	3,65	4,98	−5,00	−5,31	−4,75
R_3	−3,09	−2,50	−4,35	−2,52	−4,48	−3,93	−6,07	−4,15	−1,33	−1,34	−1,43	−1,40
C_1	−9,97	−26,1	−16,5	−10,6	−6,75	−18,9	−11,3	−7,31	−3,95	−2,85	−3,40	−3,93
C_2	16,2	7,69	32,2	24,0	−12,8	6,87	25,8	20,0	−5,74	−5,03	−6,51	−5,88
C_3	−8,87	−9,25	−18,3	−16,1	−10,1	−10,2	−18,1	−16,3	−1,16	−1,22	−0,93	−1,03
$S^{\|T\|}_{скв}$	22,3	35,5	41,2	31,3	19,1	26,0	34,4	27,5	9,84	8,28	10,2	9,88

$\times\ 10^{-6}\,(-\,80) = (0{,}48 \pm 0{,}64)\%$. Эти значения близки к принятым выше технологическим допускам δR и δC. Температурная погрешность АЧХ будет лежать внутри рассчитанного выше поля допусков.

Пример 5.4. Предварительно рассчитать инверсный чебышевский ФНЧ-3 с $a_{\min} = 50$ дБ; $a_{\max} = 3$ дБ; $\Omega_k = 4{,}350107$; $\Omega_0 = 5{,}023070$ (табл. 3.5) для нормированных значений параметров.

Расчет. Пользуясь табл. 3.5 и формулами (5.22а) и (5.23а), находим значения параметров $A_{10} = 0{,}7702134$; $A_{11} = 0{,}9862460$; $A_1 = 1{,}027515$; $\Omega_z = \Omega_0$; $a_3 = 0{,}9603686$; $a_2 = 1{,}9339528$; $a_1 = 1{,}9464426$. Выбираем схему 3 для обеспечения $G_т > 1$. По табл. 5.18 и 5.19 рассчитываем параметры схем, а по изложенной выше методике (пример 5.3) — поэлементную чувствительность АЧХ для четырех вариантов ($m = 1 \div 2 = \mathrm{var}$ и $b = 2 \div 5 = \mathrm{var}$). Опуская промежуточные расчеты, приведем в табл. 5.42 данные K_j, $G_т$, A_j и $K_0 = |K_{j\,\max}|$.

Результаты расчета поэлементной и среднеквадратической чувствительности АЧХ (только к элементам $R_1 - R_3$ и $C_1 - C_3$ частотно-избирательной RC-цепи) на частотах $f = 0{,}8 f_N$; $f = f_N$ и $f = f_k$ приведены в табл. 5.43.

Как видим, $S^{|T|}_{x_j\,\max}$ и $S^{|T|}_{с\,кв}$ в несколько раз выше, чем в примере 5.3 (а полная чувствительность $S^{|T|}_{с\,кв\,\Sigma}$ с учетом погрешностей параметров нуля и цепей $R_{о.с} - R''_{о.с}$ и $R'_{дj} - R''_{дj}$ будет еще выше). Схемы такого типа целесообразно применять при низких требованиях к точности воспроизведения заданных характеристик и необходимости значительных выигрыша $G_т$ и плоского усиления $M = K_0 > 5 - 20$.

5.8. ПРОЕКТИРОВАНИЕ *ARC*-ЦЕПЕЙ ЧЕТВЕРТОГО ПОРЯДКА

В настоящем подразделе рассматриваются схемы полиномиальных ФНЧ-4 (схема 8, табл. 5.44) и ФВЧ-4 (схема 10, табл. 5.48) и режекторные и корректирующие цепи четвертого порядка нижних (схема 9, табл. 5.44) и верхних (схема 11, табл. 5.48) частот[1].

Параметры передаточных функций. Для всех схем полином знаменателя передаточной функции имеет вид

$$v_4(p) = a_4 p^4/\omega_N^4 + a_3 p^3/\omega_N^3 + a_2 p^2/\omega_N^2 + a_1 p/\omega_N + 1, \quad p = j\omega,$$

где ω_N — нормирующая частота, совпадающая с частотой среза фильтра.

---

[1] Таблицы приводятся ниже.

Для ARC-цепей нижних частот коэффициенты a_i полинома $v_4(p)$ выражаются как

$$\left.\begin{aligned} &a_4 = 1/(A_{10} A_{20}), \quad a_3 = (A_{11} + A_{21})/(A_{10} A_{20}) \\ &a_2 = (A_{10} + A_{11} A_{21} + A_{20})/(A_{10} A_{20}), \ a_1 = (A_{10} A_{21} + A_{11} A_{20})/(A_{10} A_{20}). \end{aligned}\right\} \quad (5.24а)$$

Для ФВЧ соответственно

$$\left.\begin{aligned} &a_4 = A_{10} A_{20}, \quad a_3 = A_{10} A_{21} + A_{11} A_{20}, \\ &a_2 = A_{10} + A_{11} A_{21} + A_{20}, \quad a_1 = A_{11} + A_{21}. \end{aligned}\right\} \quad (5.24б)$$

В обоих случаях коэффициенты $A_{i0,1}$ вычисляются из значений полюсов передаточной функции ФНЧ-прототипа по методике подразд. 3.2. Нормирующая частота ω_N равна частоте среза $\omega_\varkappa$ ФНЧ или частоте среза $\omega_{-\varkappa}$ ФВЧ.

Числитель дробно-рациональной передаточной функции (режекторные и корректирующие цепи) имеют те же особенности, как и в случае цепей третьего порядка (см. подразд. 5.7). Его параметры определяются также по (5.23а) и (5.23б).

Систематические погрешности реализации (влияние $R'_{\text{д}j} \,||\, R''_{\text{д}j}$ и коллекторного сопротивления $R_\text{к}$ в ФНЧ, а также погрешность Δ_5) учитываются при расчете поэлементной чувствительности аналогично случаю цепей третьего порядка. Здесь также учет влияния $R'_{\text{д}j} \,||\, R''_{\text{д}j}$ и $R_\text{к}$ дает незначительную погрешность АЧХ. Для ее минимизации следует выдерживать значение $\varepsilon_\text{к} = R_\text{к}/R_1 \approx \varepsilon_j = (R'_{\text{д}j}||R''_{\text{д}j})/R_j \leqslant 0{,}05 \div 0{,}1$ (схемы 8 и 9).

Особенности схем. Практически все схемы 8—11 не позволяют получить заметное понижение частоты без резкого уменьшения динамического диапазона. Следует ориентироваться на значение $G_\text{т} \leqslant 0{,}5 \div 0{,}7$. Чувствительность характеристик при этом оказывается приблизительно такой же (несколько выше), чем при каскадной реализации на звеньях на одном ОУ с положительной обратной связью на частоте полюса.

Пример 5.5. Требуется реализовать режекторную передаточную функцию

$$T(p) = \frac{M\,[(p/\omega_z)^2 + 1]\,\omega_N^4}{a_4 p^4 + a_3 p^3 \omega_N + a_2 p^2 \omega_N^2 + a_1 p\, \omega_N^3 + \omega_N^4},$$

где $M = 1—3$; $\omega_z/\omega_N = 1{,}868$; $a_4 = 1{,}2330$; $a_3 = 2{,}5719$; $a_2 = 3{,}240$; $a_1 = 2{,}4265$; $f_N = 122{,}4$ Гц.

Частота среза фильтра $f_\varkappa$ определяется по уровню —0,5 дБ или 0,944 $|T(0)|$, что соответствует $f_\varkappa = 0{,}846 \; f_N = 103{,}5$ Гц.

Расчет. Для реализации функции 4-го порядка с нулем передачи принимаем схему 9. По табл. 5.45 рассчитываем коэффициенты петлевого усиления для $b = 1$ и $m = \sqrt{2}$; $K_4 = 0{,}846$; $K_3 = 1{,}259 = K_{\max} = K_0$; $K_2 = 0{,}501$; $K_1 = 0{,}816$. Пренебрегаем поправками δ_1 ввиду низких рабочих частот схемы. Принимаем $C = 4$ нФ, рассчитываем $R_1 = 919$ кОм; $R_2 = 651$ кОм; $R_3 = 460$ кОм; $R_4 = 325$ кОм (ОУ типа 544УД1).

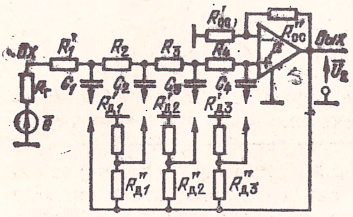
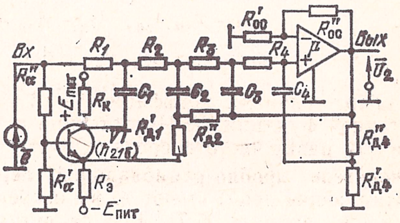
По табл. 5.46 находим остальные элементы схемы: $R'_\alpha = 16{,}2$ кОм; $R''_\alpha = 1{,}5$ кОм; $R_\text{к} = 6{,}88$ кОм; $R_\text{э} = 18{,}4$ кОм; $R'_{\text{д}2} = 4{,}02$ кОм; $R''_{\text{д}2} = 6{,}2$ кОм; $R'_{\text{д}4} = 2{,}88$ кОм; $R''_{\text{д}4} = 1{,}4$ кОм; $R'_{\text{о.с}} = 895$ кОм; $R''_{\text{о.с}} = 234$ кОм (транзистор VT типа КТ315Г, $h_{21\text{Б}} \geqslant 0{,}99$).

По табл. 5.47 рассчитываем чувствительность коэффициентов к петлевому усилению (табл. 5.51 на стр. 307).

Рассчитываем чувствительность АЧХ $S_{a_i}^{|T|}$ к коэффициентам a_i по (5.19) и чувствительность $S_{x_j}^{|T|}$ к элементам по (5.15) с помощью табл. 5.47. Результаты расчетов представлены в табл. 5.52 и 5.53 (стр. 307—308).

Таблица 5.44

Активные *RC*-цепи 4-го порядка нижних частот

Схема 8 (для реализации полиномиальных функций)	Схема 9 (режекторная и корректирующая *ARC*-цепь)[1]
 Вх R_1' R_2 R_3 R_4 $R_г$ C_1 C_2 C_3 C_4 $R'_{ос}$ $R''_{ос}$ Вых $\bar{U}_2$ $\bar{e}$ $R'_{д1}$ $R'_{д2}$ $R'_{д3}$ $R''_{д1}$ $R''_{д2}$ $R''_{д3}$	 Вх $R''_{ос}$ R_1 R_2 R_3 R_4 $R'_{ос}$ $R''_{ос}$ μ Вых $\bar{U}_2$ $+E_{пит}$ $R_к$ C_1 C_2 C_3 C_4 $R'_{д1}$ $R''_{д2}$ VT $(h_{21б})$ $R''_{д4}$ $R'_{д4}$ $\bar{e}$ $R'_{ос}$ $R_э$ $-E_{пит}$
Передаточная функция $T(p)=\bar{u}_2/\bar{e}=K_0/v_4(p)$	Передаточная функция $T(p)=\bar{u}_2/\bar{e}=[K_0 f_2(p)]/v_4(p)$, $f_2(p)=(p/\omega_N)^2(1/\Omega_z^2)+$ $+(p/\omega_N)[1/(\Omega_z Q_z)]+1$

Плоское усиление $M=K_0=T(0)$, $v_4(p)=a_4 p^4/\omega_N^4+a_3 p^3/\omega_N^3+a_2 p^2/\omega_N^2+a_1 p/\omega_N+$ $+1+\Delta_5$

Выражения параметров передаточной функции идеализированной модели

$$(\text{при } C_1=C_2=C_3=C_4=C,\ R_1=m^3R,\ R_2=m^2R,\ R_3=mR,\ R_4=R,\ \mu\to\infty,$$
$$R_{дj}/R_i\to 0):\ K_0=1+R''_{ос}/R'_{ос},\ a_4=(1-K_4)(m^6/b^4),\ a_3=(m^3/b^3)\times$$
$$\times[(m^3+2m^2+2m+1)(1-K_4)+m^3(1-K_3)],\ a_2=(m/b^2)[(m^4+2m^3+4m^2+$$
$$+2m+1)(1-K_4)+(m^4+2m^3+m^2)(1-K_3)+m^4(1-K_2)],$$
$$a_1=(1/b)[(m^3+m^2+m+1)(1-K_4)+(m^3+m^2+m)(1-K_3)+$$
$$+(m^3+m^2)(1-K_2)+m^3(1-K_1)],\ b=1/(RC\omega_N),\ \Delta_5=0$$

$R_1=R_1'+R_г$; $K_j=K_0 R'_{дj}/(R''_{дj}+R'_{дj})$; $K_{max}=K_0$, $R_{дj}=(R''_{дj}\parallel R'_{дj})$, $j=1,2,3$ (для обеих схем)	$\Omega_z^2=b^2/(m^5A_2)$; $\Omega_z Q_z=b/[A_2(m^2+m^3)+$ $+A_1 m^3]$; $K_3=K_0=K_{max}$; $K_4=K_0R'_{д4}/(R'_{д4}+R''_4)$; $K_2=K_0(1-A_2')$; $A_2'=R''_{д2}/(R'_{д2}+R''_{д2})$; $K_1=h_{21б}K_0\times$ $\times R_к/(R'_{д2}+R''_{д2})$; $A_1=-\alpha h_{21б}\times$ $\times R_к/[R_э\parallel(R'_{д2}+R''_{д2})]$; $\alpha=R'_\alpha/(R'_\alpha+R''_\alpha)$; $A_2=\alpha A_2' h_{21б}$

---

[1] Схема защищена а.с. 720695.

Таблица 5.45

Расчет *ARC*-цепи 4-го порядка (этапы II—III)

Шаг	Операции
1	Задаться ориентировочно значениями $R=r_{\text{вх ОУ}}$, C, $b=1/(RC2\pi f_N)$ и одним или несколькими значениями $m\,(1,\ \sqrt{2},\ 2)$
2	Вычислить значения K_j для каждого m и b: $K_4=1-\frac{a_4 b^4}{m^6}$; $K_3=1+\left(1+\frac{2}{m}+\frac{2}{m^2}+\frac{1}{m^3}\right)(1-K_4)-\frac{a_3 b^3}{m^6}$; $K_2=1+\left(1+\frac{2}{m}+\frac{4}{m^2}+\frac{2}{m^3}+\frac{1}{m^4}\right)(1-K_4)+$ $+\left(1+\frac{2}{m}+\frac{1}{m^2}\right)(1-K_3)-\frac{a_2 b^2}{m^5}$; $K_1=1+\left(1+\frac{1}{m}+\frac{1}{m^2}+\frac{1}{m^3}\right)\times$ $\times(1-K_4)+\left(1+\frac{1}{m}+\frac{1}{m^2}\right)(1-K_3)+\left(1+\frac{1}{m}\right)(1-K_2)-\frac{a_1 b}{m^3}$. Оставить вариант с наименьшими положительными значениями K_j
3	Рассчитать поправки $\delta_1=\frac{f_N K_0}{a_1 f_{\text{у}0}\mu_0}$; $\delta_2=\frac{f_N(4m^3+3m^2+2m+1)K_0}{a_2 b f_{\text{у}0}\mu_0}$; $\delta_3=\frac{f_N(3m^5+4m^4+5m^3+2m^2+m)K_0}{a_3 b^2 f_{\text{у}0}\mu_0}$; $\delta_4=\frac{f_N(2m^6+2m^5+2m^4+m^3)K_0}{a_4 b^3 f_{\text{у}0}\mu_0}$ и найти измененные значения коэффициентов $a_i^*=a_i(1-\delta_i)$
4	Вычислить уточненные значения K_1^*, K_2^*, K_3^* и K_4^* (для a_i^*, для чего пересчитать шаги 2—3)
5	Задаться конструктивно окончательным значением C. Найти $R_4=R=1/(b\,2\pi f_N C)$; $R_3=mR$; $R_2=m^2R$; $R_1=m^3R$; $C_1=C_2=C_3=C_4=C$; $R_1'=R_1-R_{\text{г}}$

Продолжение табл. 5.45

Шаг	Операции
6	Положить $K_0=K_{\max}$. Принять $R''_{\text{о.с}} \approx K_0 (R_4+R_3+R_2+R_1)$, $R'_{\text{о.с}}=R''_{\text{о.с}}/(K_0-1)$. В схеме 8 элементы делителей $R'_{\text{д}j}=(K_j/K_0)\,(R'_{\text{д}j}+R''_{\text{д}j})$; $R''_{\text{д}j}=(R'_{\text{д}j}+R''_{\text{д}j})-R'_{\text{д}j}$ выбрать из условий: $(R'_{\text{д}1}+R''_{\text{д}1}) \parallel (R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2}) \parallel (R'_{\text{д}3}+R''_{\text{д}3}) \parallel R''_{\text{о.с}} \parallel R_{\text{н.зв}} \geqslant R_{\text{н ОУ}}$; $(R'_{\text{д}j} \parallel R''_{\text{д}j}) \ll R_i$. Подключить конденсаторы C_j к соответствующим точкам схемы. Конфигурация схемы 9 соответствует распространенному случаю $K_3=K_0=K_{\max}$. Расчет ее элементов производится по табл. 5.46. Если $K_{\max} \neq K_3$, переключить нижние выводы конденсаторов C_j и скорректировать расчет схемы
7	Вычислить технологические характеристики $D_R=m^3$; $D_C=1$; $G_{\text{т}}=2b(f_N/f_{\text{р}1}+f_N/f_{\text{р}2})/(m^3+m^2+m+1)$

Таблица 5.46

Расчет элементов схемы 9 (этап III)

Шаг	Операции
1	Принять $(R'_{\text{д}4}+R''_{\text{д}4}) > 1{,}5R_{\text{н ОУ}}$. Найти $R''_{\text{д}4}$ и $R'_{\text{д}4}=(K_4/K_0) \times (R'_{\text{д}4}+R''_{\text{д}4})$. Проверить $(R'_{\text{д}4} \parallel R''_{\text{д}4}) \ll R$
2	Выбрать $(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2})$ из условий: $(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2}) \parallel (R'_{\text{д}4}+R''_{\text{д}4}) \parallel R'_{\text{ос}} \parallel R_{\text{н.зв}} > < R_{\text{н ОУ}}$; $(R'_{\text{д}2} \parallel R''_{\text{д}2}) \ll m^2 R$ (рекомендуется $(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2}) > 5$ кОм)
3	$1-A'_2=K_2/K_0$; $R''_{\text{д}2}=(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2})\,A'_2$; $R'_{\text{д}2}=(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2})\,(1-A'_2)$
4	$\alpha=(f_N/f_z)^2\,b^2/(m^5\,A'_2\,h_{21\text{б}})$; $A_2=\alpha\,A'_2\,h_{21\text{б}}$
5	Выбрать $(R'_\alpha+R''_\alpha)$ из условий: $(R'_\alpha+R''_\alpha) > R_{\text{вх.зв}}$; $R'_\alpha=\alpha\,(R'_\alpha+R''_\alpha)$, $R''_\alpha=(R'_\alpha+R''_\alpha)\,(1-\alpha)$ (рекомендуется $(R'_\alpha \parallel R''_\alpha) < (0{,}3-1)$ кОм)
6	$R_{\text{к}}=K_1\,(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2})/K_0\,h_{21\text{б}}$. Проверить $R_{\text{к}} \ll m^3 R$
7	$R_{\text{э}}=\dfrac{\alpha h_{21\text{б}} R_{\text{к}}(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2})}{(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2})\,[A_2\,(1+1/m)-\sqrt{A_2/m}\,/Q_z]-\alpha h_{21\text{б}}\,R_{\text{к}}}$

Таблица 5.47

Расчет чувствительностей схем 8—9

Чувствительность к петлевому усилению

x_j	$S_{x_j}^{a_1}$	$S_{x_j}^{a_2}$	$S_{x_j}^{a_3}$	$S_{x_j}^{a_4}$
K_1	$-m^3 K_1/(ba_1)$	0	0	0
K_2	$-(m^3+m^2) K_2/(ba_1)$	$-m^5 K_2/(b^2 a_2)$	0	0
K_3	$-(m^3+m^2+m) K_3/(ba_1)$	$-(m^5+2m^4+m^3) K_3/(b^2 a_2)$	$-m^6 K_3/(b^3 a_3)$	0
K_4	$-(m^3+m^2+m+1) K_4/(ba_1)$	$-(m^5+2m^4+4m^3+2m^2+m) \times$ $\times K_4/(b^2 a_5)$	$-(m^6+2m^5+2m^4+m^3) \times$ $\times K_4/(b^3 a_3)$	$-m^6 K_4/(b^4 a_4)$
μ_0	$\left[\left(\sum\limits_{j=1}^{4} S_{K_j}^{a_1}\right) K_0/\mu_0\right]-\delta_1$	$\left[\left(\sum\limits_{j=2}^{4} S_{K_j}^{a_2}\right) K_0/\mu_0\right]-\delta_2$	$\left[\left(\sum\limits_{j=3}^{4} S_{K_j}^{a_3}\right) K_0/\mu_0\right]-\delta_3$	$S_{K_4}^{a_4} K_0/\mu_0-\delta_4$
$R''_{\text{о.с}}$	$\left(\sum\limits_{j=1}^{4} S_{K_j}^{a_1}\right)\left(1-\frac{1}{K_0}\right)$	$\left(\sum\limits_{j=2}^{4} S_{K_j}^{a_2}\right)\left(1-\frac{1}{K_0}\right)$	$\left(\sum\limits_{j=3}^{4} S_{K_j}^{a_3}\right)\left(1-\frac{1}{K_0}\right)$	$S_{K_4}^{a_4}\left(1-\frac{1}{K_0}\right)$
$R'_{\text{о.с}}$	$-S_{R''_{\text{о.с}}}^{a_1}$	$-S_{R''_{\text{о.с}}}^{a_2}$	$-S_{R''_{\text{о.с}}}^{a_3}$	$-S_{R''_{\text{о.с}}}^{a_4}$

Поэлементная чувствительность схем 8—9

x_i	$S_{x_i}^{a_1}$	$S_{x_i}^{a_2}$
R_1	$m^3 (4-K_4-K_3-K_2-K_1)/(a_1 b)$	$[(3m^3+2m^4+m^5)(1-K_4)+(2m^4+m^5)(1-K_3)+$ $+m^5(1-K_2)]/(a_2 b^2)$
R_2	$m^2 (3-K_4-K_3-K_2)/(a_1 b)$	$[(2m^2+m^3+m^5)(1-K_4)+(m^5+m^3)(1-K_3)+$ $+m^5(1-K_2)]/(a_2 b^2)$

Поэлементная чувствительность схем 8—9

x_i	$S^{a_1}_{x_i}$	$S^{a_2}_{x_i}$
R_3	$m\,(2-K_4-K_3)/(a_1\,b)$	$[(m+m^3+2m^4)\,(1-K_4)+(2m^4+m^3)\,(1-K_3)]/(a_2\,b^2)$
R_4	$(1-K_4)/(a_1\,b)$	$[(m+2m^2+3m^3)\,(1-K_4)]/(a_2\,b^2)$
C_1	$m^3\,(1-K_1)/(a_1\,b)$	$[(m^3+m^4+m^5)\,(1-K_4)+(m^4+m^5)\,(1-K_3)+m^5\,(1-K_2)]/(a_2\,b^2)$
C_2	$(m^3+m^2)\,(1-K_2)/(a_1\,b)$	$[(m^2+2m^3+m^4)\,(1-K_4)+(m^4+m^3)(1-K_3)+m^5\,(1-K^2)\vert/(a_2 b^2)$
C_3	$(m^3+m^2+m)\,(1-K_3)/(a_1\,b)$	$[(m+m^2+m^3)\,(1-K_4)+(2m^4+m^5+m^3)\,(1-K_3)]/(a_2\,b^2)$
C_4	$(m^3+m^2+m+1)\,(1-K_4)/(a_1\,b)$	$[(m+2m^2+4m^3+2m^4+m^5)\,(1-K_4)]/(a_2\,b^2)$

Поэлементная чуствительность схем 8—9

x_j	$S^{a_3}_{x_i}$	$S^{\Omega_z}_{x_j}$	$S^{Q_z}_{x_j}$	$\overline{S}^{d_z}_{x_j}$
R_1	$[(2m^4+2m^5+m^6)\,(1-K_4)+m^6\,(1-K_3)]/(a_3\,b^3)$	$-0{,}5$	$-Q_z\,\Omega_z\,m^3\,(A_1+A_2)/b+0{,}5$	$\Omega_z\,m^3\,(A_1+A_2)/b$
R_2	$[(m^3+2m^5+m^6)\,(1-K^4)+m^6\,(1-K_3]/(a_3\,b^3)$		$-Q_z\,\Omega_z\,m^2\,A_2/b+0{,}5$	$\Omega_z\,m^2\,A_2/b$
R_3	$[(m^3+2m^4+m^6)\,(1-K_4)+m^6\,(1-K_3)]/(a_3\,b^3)$	0	0	0
R_4	$[(m^3+2m^4+2m^5)\,(1-K_4)]/(a_3\,b^3)$			

Окончание табл. 5.47

Поэлементная чувствительность схем 8—9

x_j	$S^{a_3}_{x_i}$	$S^{\Omega_z}_{x_j}$	$S^{Q_z}_{x_j}$	$\overline{S}^{d_z}_{x_j}$
C_1	$[(m^4+2m^5+m^6)(1-K_4)+m^6(1-K_3)]/(a_3 b^3)$	$-0,5$	$-Q_z\,\Omega_z\,m^3 A_1/b+0,5$	$\Omega_z\,m^3 A_1/b$
C_2	$[(m^3+m^4+m^5+m^6)(1-K_4)+m^6(1-K_3)]/(a_3 b^3)$		$-Q_z\,\Omega_z\,(m^2+m^3)\,A_2/b+0,5$	$\Omega_z\,(m^2+m^3)\,A_2/b$
C_3	$[(m^3+2m^4+m^5)(1-K_4+m^6(1-K_3)]/(a_3 b^3)$	0	0	0
C_4	$[(m^3+2m^4+2m^5+m^6)(1-K_4)]/(a_3 b^3)$			
A_1	0	0	$-Q_z\,\Omega_z\,m^3 A_1\,b$	$\Omega_z\,m^3 A_1/b$
A_2	0	$-0,5$	$-Q_z\,\Omega_z\,(m^2+m^3)\,A_2/b+0,5$	$\Omega_z\,(m^2+m^3)\,A_2/b$

Примечания: 1. Чувствительность a_4 к R_j, C_j, $A_{1,2}$, μ_0: $S^{a_4}_{R_1-R_4}=S^{a_4}_{C_1-C_4}=1$; $S^{a_4}_{A_1,\ A_2}=0$, $S^{a_4}_{\mu_0}=-\delta_4$.

2. Приращения: $\delta K_j=\delta K_0+(\delta R'_{\text{д}j}-\delta R''_{\text{д}j})\,R''_{\text{д}j}/(R''_{\text{д}j}+R'_{\text{д}j})$; $\delta K_0=(\delta R''_{\text{ос}}-\delta R'_{\text{ос}})\,(1-1/K_0)+\delta\mu_0\,K_0/\mu_0$;

$\delta A_1=\delta\alpha+\delta h_{21\text{б}}+\delta R_{\text{к}}=-\delta\,|R_{\text{э}}\,\|\,(R'_{\text{д}2}+R''_{\text{д}2})|$; $\delta A_2=\delta\alpha+(\delta R''_{\text{д}2}+\delta R'_{\text{д}2})\,(1-A'_2)+\delta h_{21\text{б}}$; $\delta\alpha=(\delta R'_{\alpha}-\delta R''_{\alpha})\,(1-\alpha)$.

3. Учет влияния Δ_5. Погрешность $\delta\,|T|$ за счёт Δ_5:

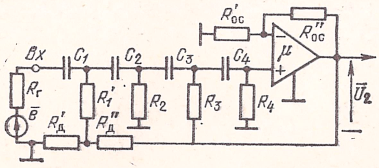
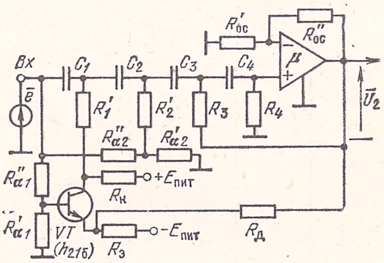
$$\delta\,|T|=\sqrt{\frac{(1-a_2\,\Omega^2+a_4\,\Omega^4)^2+\Omega^2\,(a_1-a_3\,\Omega^2)^2}{(1-a_2\,\Omega^2+a_4\,\Omega^4)^2+(a_1\,\Omega-a_3\,\Omega^3+|\Delta_5|)^2}}-1;\quad |\Delta_5|=a_4\,\Omega^5\,K_0\,f_N/(\mu_0\,f_{\text{у}0});\quad \Omega=f/f_N.$$

4. Учет влияния сопротивлений $(R'_{\text{д}j}\,\|\,R''_{\text{д}j})$ делителей в цепях нижних выводов конденсаторов C_j — через эквивалентные приращения емкостей $\delta C_j=-[p/(\omega_N\,b)]\,[R'_{\text{д}j}\,\|\,R''_{\text{д}j}]/R_4$. В схеме 9, кроме того, $\delta C_1=-[p/(\omega_N\,b)]\,[R_{\text{к}}/R_4]$.

5. Параметры $S^{\Omega_z}_{x_j}$, $S^{Q_z}_{x_j}$ и $\overline{S}^{d_z}_{x_j}$ относятся только к схеме 9.

Таблица 5.48

Активные RC-цепи 4-го порядка верхних частот

Схема 10 (квазиполиномиальный ФВЧ-4)	Схема 11 (режекторная и корректирующая ARC-цепь)
 R'_{oc} R''_{oc} Вх C_1 C_2 C_3 C_4 μ $R_г$ $\bar{e}$ R'_1 R_2 R_3 R_4 $R'_д$ $R''_д$ $\bar{U}_2$	 R'_{oc} R''_{oc} Вх C_1 C_2 C_3 C_4 μ $\bar{e}$ R'_1 R'_2 R_3 R_4 $R''_{\alpha 2}$ $R'_{\alpha 2}$ $R''_{\alpha 1}$ $R'_{\alpha 1}$ $+E_{пит}$ $R_н$ $-E_{пит}$ $R_д$ VT $(h_{21б})$ $R_э$ $\bar{U}_2$

Передаточная функция $T(p)=\bar{U}_2/\bar{e}=f(p)/v_4(p)$.

Плоское усиление $M=T(\infty)=K_0$; $v_4(p)=a_4\,p^4/\omega_N^4+a_3\,p^3/\omega_N^3+a_2\,p^2/\omega_N^2+a_1\,p/\omega_N+1+\Delta_5$.

Для схемы 10	Для схемы 11
$f(p)=K_0\,a_4\,p^4/\omega_N^4$	$f(p)=K_0\,a_4\left(\dfrac{p}{\omega_N}\right)^2\left[\left(\dfrac{p}{\omega_N}\right)^2+\dfrac{p}{\omega_N}\;\dfrac{\Omega_z}{Q_z}+\Omega_z^2\right]$.

Выражение параметров передаточной функции идеализированной модели (при $\mu\to\infty$, $R_г=0$):

$a_4=m^6/b^4$; $a_3=m^3(4m^3+3m^2+2m+1-K_1-3m^2K_3)/b^3$; $a_2=m\,[3m^4+\;'m^3+5m^2+2m+1-2m(m+1)K_3]/b^2$; $a_1=(2m^3+2m^2+2m+1-K_3)/b$;

$m=R_1/R_2=R_2/R_3=R_3/R_4$; $C_1=C_2=C_3=C_4=C$; $R_4=R$; $b=1/(RC\omega_N)$;

$K_3=K_0=1+R''_{о.с}/R'_{о.с}$, $\Delta_5=0$

$K_1=K_0\,R'_д/(R'_д+R''_д)$; $R_1=R'_1+(R'_д\parallel R''_д)$	$K_1=K_0\,h_{21б}\,R_к/R_д$; $A_1=-\alpha\,h_{21б}\,R_к/(R_э\parallel R_д)$; $A_2=R'_{\alpha 2}/(R'_{\alpha 2}+R''_{\alpha 2})$; $\alpha=R'_{\alpha 1}/(R'_{\alpha 1}+R''_{\alpha 1})$; $R_1=R'_1+R_к$. $R_2=R'_2+(R'_{\alpha 2}\parallel R''_{\alpha 2})$

Таблица 5.49

Расчет элементов схем 10 и 11 (этапы II—III)

Шаг	Операция
1	Найти действительный корень уравнения x_0 $x^{10}+\dfrac{5}{4}\,x^8-\dfrac{a_1}{2\sqrt[4]{a_3}}\,x^7+x^6-\dfrac{a_1}{2\sqrt[4]{a_4}}\,x^5+\left(1+\dfrac{a_2}{\sqrt{a_4}}\right)\dfrac{x^4}{4}-\dfrac{1}{4}=0$

Продолжение табл. 5.49

Шаг	Операция
1	и значения $m=x_0^2$; $b=\sqrt{m^3}/\sqrt[4]{a_4}$; $K_3=2m^3+2m^2+2m+1-a_1 b$; $K_1=4m^3+3m^2+2m+1-3m^2 K_3-a_3 b^3/m^3$; $K_0=K_3$
2	Рассчитать поправки $\delta_1=\frac{1}{a_1}\,\frac{K_0}{\mu}\,\frac{f_N}{f_{у0}}$; $\delta_2=\left(\frac{a_1}{a_2}+\frac{K_3}{a_2 b}\right)\frac{K_0}{\mu_0}\,\frac{f_N}{f_{у0}}$; $\delta_3=\left[\frac{a_2}{a_3}+\frac{K_3(2m^3+2m^2)}{a_3 b^2}\right]\frac{K_0}{\mu_0}\,\frac{f_N}{f_{у0}}$, $\delta_4=\left(\frac{a_3}{a_4}+\frac{K_1 m^3+3m^5 K_3}{a_4 b^3}\right)\frac{K_0}{\mu_0}\,\frac{f_N}{f_{у0}}$ и найти измененные значения коэффициентов $a_i^*=a_i(1-\delta_i)$. Вычислить уточненные значения K_1 и K_3 (для a_i^*), для чего пересчитать шаг 1
3	Задаться значениями $R\approx r_{вх\,ОУ}$, $C=1/(b\,2\pi f_N R)$ и найти значения $R_4=R$; $R_3=mR$; $R_2=m^2R$; $R_1=m^3R$; $C_1=C_2=C_3=C_4=C$. Положить $K_0=K_3$. Принять $R''_{о.с}\approx K_0 R_4$, найти $R'_{о.с}=R''_{о.с}/(K_0-1)$
4	Для схемы 10 принять $(R'_д+R''_д)$ из условий $(R'_д+R''_д)\parallel R''_{о.с}\parallel R_{н.зв}>R_{н\,ОУ}$ и $(R'_д+R''_д)\leqslant 4R_1$. Найти $R'_д=K_0(R'_д+R''_д)/K_1$ и $R''_д=K_0(R'_д+R''_д)/(1-K_1)$, $R'_1=R-(R'_д\parallel R''_д)$
5	Для схемы 11 вычислить $A_2=a_4\Omega_z^2\,b^2/m$. Принять $(R'_{\alpha 2}+R''_{\alpha 2})>2R_{вх.зв}$, найти $R'_{\alpha 2}=A_2(R'_{\alpha 2}+R''_{\alpha 2})$ и $R''_{\alpha 2}=(1-A_2)(R'_{\alpha 2}+R''_{\alpha 2})$. Проверить $(R'_{\alpha 2}\parallel R''_{\alpha 2})\leqslant R_2$. Найти $R'_2=R_2-(R'_{\alpha 2}\parallel R''_{\alpha 2})$
6	Для схемы 11 вычислить $A_1=a_4 b^3\Omega_z/(m^3 Q_z)-2A_2 m$. Задаться отношением $R_к/R_э(\approx 0{,}5-0{,}7)$. Найти $\alpha=\lvert A_1\rvert\Big/\left(\frac{K_1}{K_0}+h_{21б}\frac{R_к}{R_э}\right)$. Принять $(R'_{\alpha 1}+R''_{\alpha 1})>R_{вх.зв}$, найти $R'_{\alpha 1}=\alpha(R'_{\alpha 1}+R''_{\alpha 1})$ и $R''_{\alpha 1}=(1-\alpha)(R'_{\alpha 1}+R''_{\alpha 1})$. Проверить $(R'_{\alpha 1}\parallel R''_{\alpha 1})<(0{,}3-1)$ кОм. Задаться значением $R_э$ [кОм]$=(2\div 5)E_{пит}$ [В]. Найти $R_к$ и $R_д=R_к K_0 h_{21б}/K_1$. Проверить $R_к\leqslant R_1$ и найти $R'_1=R_1-R_к$
7	Технологические характеристики для обеих схем $D_R=m^3$; $D_C=1$; $G_т=2b(f_N/f_{p1}+f_N/f_{p2})/(1+m+m^2+m^3)$

Таблица 5.50

Расчет чувствительностей схем 10 и 11 (этап IV)

x_j	$S^{a_1}_{x_j}$	$S^{a_2}_{x_j}$
R_1	$2m^3/(a_1 b)$	$[2m^3(1-K_3)+4m^4+3m^5]/(a_2 b^2)$
R_2	$2m^2/(a_1 b)$	$[2m^2(1-K_3)+3m^3+3m^5]/(a_2 b^2)$
R_3	$2m/(a_1 b)$	$[m+3m^3+4m^4]/(a_2 b^2)$
R_4	$(1-K_3)/(a_1 b)$	$[m+(2m^2+2m^3)(1-K_3)]/(a_2 b^2)$
C_1	$m^3/(a_1 b)$	$[m^3(1-K_3)+2m^4+2m^5]/(a_2 b^2)$
C_2	$(m^3+m^2)/(a_1 b)$	$[(m^3+m^2)(1-K_3)+2m^3+2m^4+m^5]/(a_2 b^2)$
C_3	$(m^2+m)/(a_1 b)$	$[m+m^2(1-K_3)+2m^3+2m^4+3m^5]/(a_2 b^2)$
C_4	$(1-K_3+m)/(a_1 b)$	$[m+(2m^2+2m^3)(1-K_3)+2m^3+2m^4]/(a_2 b^2)$
K_1	0	0
$K_3=K_0$	$-K_3/(a_1 b)$	$-2m^2(m+1)K_3/(a_2 b^2)$
μ_0	$S^{a_1}_{K_3} K_0/\mu_0-\delta_1$	$S^{a_2}_{K_3} K_0/\mu_0-\delta_2$

Продолжение табл. 5.50

x_j	$S^{a_3}_{x_j}$	$S^{\Omega_z}_{x_j}$	$S^{Q_z}_{x_j}$	$\bar{S}^{d_z}_{x_j}$
R_1	$[2m^4(1-K_2)+3m^5(1-K_3)+4m^6]/(a_3 b_3)$	$-0{,}5$	$-2Q_z A_2 m^4/(\Omega_z a^4 b^3)+0{,}5$	$2A_2 m^4/(\Omega_z a^4 b^3)$
R_2	$[m^3(1-K_1)+3m^5(1-K_3)+4m^6]/(a_3 b^3)$		$-Q_z A_1 m^3/(\Omega_z a_4 b^3)+0{,}5$	$A_1 m^3/(\Omega_z a_4 b^3)$
R_3	$[m^3(1-K_1)+2m^4(1-K_2)+4m^6]/(a_3 b^3)$	0	$-Q_z m^3(A_1+2A_2 m)/(\Omega_z a_4 b^3)+1$	$m^3(A_1+2A_2 m)/(\Omega_z a_4 b^3)$
R_4	$[m^3(1-K_1)+3m^5(1-K_3)+2m^4]/(a_3 b^3)$		$S^{Q_z}_{R^3}$	$\bar{S}^{d_z}_{R_3}$

Продолжение табл. 5.5

x_j	$S^{a_3}_{x_j}$	$S^{\Omega_z}_{x_j}$	$S^{Q_z}_{x_j}$	$\bar{S}^{d_z}_{x_j}$
C_1	$[m^4(1-K_2)+2m^5(1-K_3)+3m^6]/(a_3 b^3)$	$-0,5$	$-Q_z A_2 m^4/(\Omega_z a_4 b^3)+0,5$	$A_2 m^4/(\Omega_z a_1 b^3)$
C_2	$[m^3(1-K_1)+m^4+2m^5(1-K_3)+$ $+3m^6]/(a_3 b^3)$		$-Q_z m^3(A_1+A_2 m)/(\Omega_z a_4 b^3)+0,5$	$m^3(A_1+A_2 m)/(\Omega_z a_4 b^3)$
C_3	$[m^3(1-K_1)+2m^4+3m^5(1-K_3)+$ $+4m^6]/(a_3 b^3)$	0	$S^{Q_z}_{R_3}$	$\bar{S}^{d_z}_{R_3}$
C_4	$[m^3(1-K_1)+2m^4+3m^5(1-K_3)+$ $+3m^6]/(a_3 b^3)$		$S^{Q_z}_{R_3}$	$\bar{S}^{d_z}_{R_3}$
K_1	$-m^3 K_1/(a_3 b^3)$	0	0	
K_3	$-3m^5 K_3/(a_3 b^3)$			
μ_0	$\left(S^{a_3}_{K_1}+S^{a_3}_{K_3}\right) K_0/\mu_0-\delta_3$	0	0	0
x_j: A_1		0	$-Q_z A_1 m^3/(\Omega_z a_1 b^3)$	$A_1 m^3/(\Omega_z a_4 b^3)$
x_j: A_2		0,5	$-2Q_z A_2 m^4/(\Omega_z a_1 b^3)+0,5$	$2A_2 m^4/(\Omega_z a_4 b^3)$

Примечания: 1. Чувствительность a_4 к R_j, C_j, $A_{1,2}$, μ_0: $S^{a_4}_{R_1-R_4}=S^{a_4}_{C_1-C_4}=1$; $S^{a_4}_{K_{1,3}}=S^{a_4}_{A_{1,2}}=0$; $S^{a_4}_{\mu_0}=-\delta_4$.

2. Приращения: $\delta K_1=\delta K_0+\delta h_{21б}+\delta R_{к}-\delta R_{д}$; $\delta A_1=\delta\alpha+\delta h_{21б}+\delta R_{к}-\delta(R_{э}\parallel R_{д})$; $\delta\alpha=\left(\delta R'_{\alpha 1}-\delta R''_{\alpha 1}\right)(1-\alpha)$; $\delta A_2=\left(\delta R'_{\alpha 2}-\delta R''_{\alpha 2}\right)(1-A_2)$; $\delta K_3=\delta K_0=\left(\delta R''_{о.с}-\delta R'_{о.с}\right)(1-1/K_0)+\delta\mu_0 K_0/\mu_0$. Для схемы 10 $\delta K_1=\delta K_0+\left(\delta R'_{д}-\delta R''_{д}\right)(1-K_1)$.

3. Учет влияния Δ_5 — по табл. 5.47.

4. Учет влияния сопротивления $R_{г}$ в схеме 10 — через эквивалентное приращение емкости C_1: $\delta C_1=[p/(\omega_N b)][R_{г}/R_4]$.

Таблица 5.51

Чувствительность коэффициентов передаточной функции

K_j	$S^{a_1}_{K_j}$	$S^{a_2}_{K_j}$	$S^{a_3}_{K_j}$	$S^{a_4}_{K_j}$
K_1	−0,951	0	0	0
K_2	−0,998	−0,879	0	0
K_3	−3,240	−6,426	−3,917	0
K_4	−2,525	−7,956	−9,914	−5,488

Ожидаемая погрешность и настройка схемы. Из табл. 5.52 и 5.53 следует, что доминируют чувствительности $S^{|T|}_{K_3}$ и $S^{|T|}_{K_4}$. Выберем частоту $\Omega = 0{,}741$, на которой влияние одной из них значительно сильнее другой ($S^{|T|}_{K_3} = 8$; $S^{|T|}_{K_4} = 0{,}7$) и регулировкой $R'_{\text{o.c}} - R''_{\text{o.c}}$ добьемся $\delta\,|T|\,(0{,}741) = \delta\,|T|_{\Omega=0{,}741} = 0$:

$$\delta K_3 = \delta K_0 = -\left[\left|S^{|T|}_{K_1}\delta K'_1\right| + \left|S^{|T|}_{K_2}\delta K'_2\right| + \left|S^{|T|}_{K_4}\delta K'_4\right|\right] \Big/ \sum_j S^{|T|}_{K_j}.$$

Оценим порядок цифр. Делители $K'_{1,2,4}$ выполним из прецизионных резисторов с погрешностью $\delta K'_j \leqslant \pm\, 0{,}5\%$. В худшем случае необходимое значение δK_3 для компенсации погрешности АЧХ на частоте $\Omega = 0{,}741$ составит $|\delta K_3| = |\delta K_0| = |-(5{,}23/13{,}21)\,(\pm\,0{,}5)| \approx 0{,}2\%$. Вероятнее случай

$$|\delta K_0| = \frac{\delta K_j}{\sum\limits_j S^{|T|}_{K_j}} \sqrt{\left(S^{|T|}_{K_1}\right)^2 + \left(S^{|T|}_{K_2}\right)^2 + \left(S^{|T|}_{K_4}\right)^2} = \frac{3{,}33}{13{,}21}\,|\pm\,0{,}5| = 0{,}13\%.$$

Теперь выберем частоту ($\Omega = 0{,}846$), на которой ярко выражено влияние другой доминирующей чувствительности ($S^{|T|}_{K_4} = 7{,}3$), и регулировкой K'_4 добьемся $\delta\,|T|(0{,}846) = 0$:

$$\delta K'_4 = \left[\left(\sum_j S^{|T|}_{K_j}\right)\delta K_0 + S^{|T|}_{K_1}\,\delta K_1 + S^{|T|}_{K_2}\,\delta K_2\right] \Big/ S^{|T|}_{K_4}$$

(здесь δK_0 введено регулировкой $R'_{\text{o.c}} - R''_{\text{o.c}}$). В «худшем случае» необходимое значение $\delta K'_4$ для компенсации погрешности АЧХ на частоте $\Omega = 0{,}85$ составит $\delta K'_4 = [26{,}87\,(\mp\,0{,}2) + 1{,}38\,(\pm\,0{,}5) + 3{,}41\,(\pm\,0{,}5)]/7{,}30 = \pm\,0{,}4\%$.

Если на этом регулировку закончить (полагая, что цепь, задающая частоту нуля Ω_z в числителе функции, настроена), возможная погрешность АЧХ (в «худшем случае») составит на частоте $\Omega = 0{,}21$ $\delta\,|T| = 0{,}25\,(\pm\,0{,}5) + 0{,}15\,\times$

Таблица 5.52

Чувствительность АЧХ к коэффициентам a_i и к петлевому усилению

f/f_N	$\|T\,(\Lambda)\|$	$S^{\|T\|}_{a_1}$	$S^{\|T\|}_{a_2}$	$S^{\|T\|}_{a_3}$	$S^{\|T\|}_{a_4}$	$S^{\|T\|}_{K_1}$	$S^{\|T\|}_{K_2}$	$S^{\|T\|}_{K_3}$	$S^{\|T\|}_{K_4}$
0,211	1,000	−0,26	0,13	0,00	−0,00	0,25	0,15	0,03	−0,36
1,423	0,997	−0,94	0,29	0,18	−0,02	0,90	0,68	0,52	−1,62
0,634	0,996	−1,72	−0,18	0,74	0,03	1,64	1,87	3,81	−1,72
0,741	0,989	−1,86	−1,00	1,09	0,20	1,77	2,74	8,01	0,69
0,846	0,944	−1,45	−2,23	1,09	0,61	1,38	3,41	14,8	7,39
1,712	0,018	0,45	0,24	−1,39	−0,28	−0,43	−0,66	2,43	12,3
2,500	0,018	0,10	0,29	−0,69	−0,70	−0,10	−0,36	0,47	8,06

Таблица 5.53

Поэлементная чувствительность АЧХ

$\Omega=f/f_N$	$S_{R_1}^{\|T\|}$	$S_{R_2}^{\|T\|}$	$S_{R_3}^{\|T\|}$	$S_{R_4}^{\|T\|}$	$S_{C_1}^{\|T\|}$	$S_{C_2}^{\|T\|}$	$S_{C_3}^{\|T\|}$	$S_{C_4}^{\|T\|}$
0,211	—0,51	0,04	0,03	0,11	0,06	—0,14	0,08	0,09
0,423	—0,17	0,16	0,24	0,56	0,27	—0,48	0,55	0,37
0,634	—0,71	0,01	0,75	1,11	0,32	—1,05	1,83	0,11
0,741	—1,46	—0,45	1,08	1,05	—0,02	—1,46	2,87	—0,90
0,846	—2,79	—1,47	1,13	0,11	—1,00	—1,96	3,71	—3,18
1,712	—2,03	—1,75	—1,78	—2,76	—1,97	—1,33	—1,97	—3,11
2,500	—1,38	—1,25	—1,39	—1,74	—1,36	—1,16	—1,56	—1,77

× (± 0,5) — 0,36 (± 0,4) + 0,07 (± 0,2) = ± 0,04%. Вычисляя аналогично для других значений Ω, находим, что для $\Omega = 0{,}42$; 0,63; 1,71 и 2,50 допуск АЧХ соответственно $\delta\,|T| = \pm\,0{,}05$, $\mp\,0{,}03$; $\pm\,1{,}65$ и $\pm\,1{,}4\%$. Выполненный расчет показывает, что погрешность АЧХ невелика при условии настройки цепей числителя функции передачи.

Влияние погрешности числителя. По табл. 5.44 и 5.46 были рассчитаны коэффициенты $A_1 = -0{,}8648$ и $A_2=0{,}05066$. Погрешность их выполнения вызовет смещение частоты нуля и остаточное затухание на новой частоте нуля Ω_z^*, поскольку появится конечное значение $d_z^* \neq 0$. Фактически A_2, представляющий собой коэффициент передачи резистивного делителя, может быть выполнен с погрешностью $\delta A_2 \leqslant \pm\,0{,}5\%$, а коэффициент A_1, включающий параметр $h_{21\text{б}}$ транзистора, может иметь погрешность $\delta A_1 \leqslant 1\%$. Вычисляя $|T\,(\mathrm{j}\Omega_z^*)|$, по (5.21) для этих значений $\delta A_{1,2}$ находим $|T\,(\mathrm{j}\Omega_z^*)| = 0{,}14\%$, что соответствует остаточному затуханию 57 дБ (допустимо).

Кроме того, на частотах $\Omega \neq \Omega_z$ возникает погрешность $\delta\,|T|_{(d_z^*)}$ за счет конечного значения затухания нуля $d_z^* \neq 0$. Вычисляя по (5.19)—(5.21), получаем приблизительные значения $\delta\,|T| > 0$ (табл. 5.54).

Фактически погрешность $\delta\,|T|_{(d_z^*)}$ на частотах $\Omega = [0,\ 21,\ 0{,}85]$ будет уменьшена при регулировке K_0 и K_4' [напоминаем, что они регулируются до обращения в нуль $\delta|T|(0{,}741)$ и $\delta\,|T|(0{,}846)$]. Погрешность $\delta\,|T|(1{,}712) = +\,12{,}7\%$ означает неопределенность задания частоты f_k в пределах $\delta\,|T(\mathrm{j}\omega_k)| \leqslant 1\%$. Погрешность $\delta\,|T|$ (2,50) означает уменьшение гарантированного затухания с 35 до $\approx$ 34,25 дБ. Очевидно, что с этими явлениями можно примириться.

Пример 5.6. Предварительно рассчитать фильтр верхних частот четвертого порядка Баттерворта с частотой среза $f_{-\varkappa} = f_N = 211{,}5$ Гц.

Расчет. По табл. 3.2 и формулам (5.24б) аналогично расчетам примера 5.3 находим коэффициенты передаточной функции: $a_4 = 1$; $a_3 = a_1 = 2{,}6132$; $a_2 = 3{,}4143$. Принимаем схему 10 (табл. 5.48). По табл. 5.49 вычисляем $m = 0{,}584$; $b = 0{,}447$; $K_1 = 0{,}689$; $K_3 = K_0 = 2{,}084$.

Вычисляем чувствительность $S_{a_i}^{|T|}$ модуля заданной передаточной функции

Таблица 5.54

Значения $|T|$ при конечном затухании нуля $d_z \neq 0$

$\Omega=f/f_N$	0,21	0,63	0,74	0,85	1,71	2,50
$\delta\,\|T\|_{(d_z^*)}$, %	0,03	0,30	0,42	0,67	12,7	8

Таблица 5.55

Суммарная чувствительность АЧХ к коэффициентам a_i

f/f_N	0,5	1,00	1,25	1,67	2,0
$\lvert T(\Lambda)\rvert$	0,062	0,707	0,930	0,992	0,998
$\sum\limits_{i=1}^{4} S_{a_i}^{\lvert T\rvert}$	0,21	—0,70	—0,27	1,01	0,02

к коэффициентам a_i и сумму $\sum\limits_{i}^{n} S_{a_i}^{|T|}$ в характерных точках диапазона (табл. 5.55).

Максимальное значение $|S_{a_i}^{|T|}|$ (по a_4) не превосходит 2,41 (в точке $f = f_N$).

Значение $\sum\limits_{1}^{4} S_{a_i}^{|T|}$ соответствует (с противоположным знаком) искажению АЧХ в случае, когда каждая поправка δa_i, вызванная влиянием ОУ, равна 1%. Эти данные позволяют оценить значение $\delta_{i\ \text{доп}}$ для выбора ОУ. Проверка показывает, что пригоден ОУ 544УД1А (поправки пренебрежимо малы).

Вычисляются поэлементная чувствительность $S_{x_j}^{a_i}$ коэффициентов и поэлементная чувствительность АЧХ по диапазону (табл. 5.56).

По этим данным можно судить о порядке послесборочной настройки схемы: выбрать для регулировки элемент, по которому чувствительность доминирует в данной точке диапазона. Для этого обычно используются элементы делителей $R'_\text{д}$—$R''_\text{д}$ (регулировка K_1) либо делителей $R'_\text{о.с} - R''_\text{о.с}$ (K_0).

Элементы схемы. Принят ОУ 544УД1А (поправки $\delta_i \leqslant 1\%$), влияние которого сказывается в дополнительном искажении АЧХ $\delta\,|T|_{\text{ОУ}\max} \leqslant 1\%$ (допустимо). Выбрана емкость конденсаторов $C = 18{,}2$ нФ, тогда по табл. 5.49 $R_4 = 1/(b_0 C 2\pi f_N) = 92{,}5$ кОм; $R_3 = 54{,}1$ кОм; $R_2 = 31{,}6$ кОм; $R_1 = 18{,}57$ кОм. Для реализации $K_1 = K'_1 K_0$ применен делитель $R'_\text{д} - R''_\text{д}$, причем $R'_\text{д} = 3{,}4$ кОм; $R''_\text{д} = 6{,}85$ кОм ($K'_1 = 0{,}331$); $R_\text{д} = R'_\text{д} || R''_\text{д} = 2{,}27$ кОм, резистор $R'_1 = R_1 - R_\text{д} = 16{,}2$ кОм. Для реализации $K_0 = K_3 = 2{,}08$ вводим в цепь отрицательной обратной связи ОУ $R''_\text{о.с} = 108$ кОм и $R'_\text{о.с} = 100$ кОм. Схему рекомендуется собрать из прецизионных резисторов и конденсаторов ($\delta R \leqslant 0{,}5\%$, $\delta C \leqslant$

Таблица 5.56

Поэлементная чувствительность АЧХ

f/f_N	$S_{R_1}^{\lvert T\rvert}$	$S_{R_2}^{\lvert T\rvert}$	$S_{R_3}^{\lvert T\rvert}$	$S_{R_4}^{\lvert T\rvert}$	$S_{C_1}^{\lvert T\rvert}$	$S_{C_2}^{\lvert T\rvert}$	$S_{C_3}^{\lvert T\rvert}$	$S_{C_4}^{\lvert T\rvert}$	$S_{K_3}^{\lvert T\rvert}$	$S_{K_1}^{\lvert T\rvert}$
0,50	—0,7	—0,9	—0,2	0,5	—0,4	—0,7	—1,1	0,2	1,1	—0,2
1,00	—0,8	—0,2	—5,8	2,1	—0,5	—0,6	—3,5	—0,2	8	0
1,25	1,3	2,6	—5,3	2,5	—0,9	0,8	—0,1	0,9	5,7	0,8
1,67	1,5	2,9	—5,2	2,8	1,1	0,8	0,4	1,2	5,5	0,9
2,00	1,6	2,4	—1,7	1,5	1,2	1,9	1,8	1,1	1,2	0,7

$\leqslant 1\%$), прием желательно конденсатор C_3 и резистор R_3 выполнить с минимальными допусками. Как правило, схема, выполненная таким образом, настройки не требует; погрешность по частоте среза $\delta f_{-\varkappa} = \delta f_N = 1 \div 3\%$.

5.9. РЕАЛИЗАЦИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФАЗОРАЗНОСТНЫХ ЦЕПЕЙ

Реализация широкополосных фазоразностных цепей (ШФЦ) в соответствии со схемой этого устройства (рис. 5.30) сводится к расчету двух Ф-звеньев по передаточным функциям, полученным из решения задачи, описанной в подразд. 3.11. В свою очередь реализация Ф-звеньев высоких порядков может быть осуществлена либо каскадным соединением звеньев низких порядков (первого и второго), либо единой схемой.

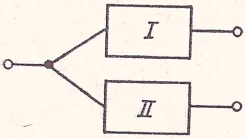


Рис. 5.30. Функциональная схема ШФЦ

Каскадная реализация Ф-звеньев осуществляется с помощью активных и пассивных цепей. В первом случае можно применять активные звенья первого либо второго порядка, описанные в разд. 1 и 4[1]. Во втором случае используются симметричные мостовые пассивные звенья первого порядка, каскадно включенные через развязывающие сопротивления.

Для некаскадных реализаций ШФЦ используют так называемые симметричные мостовые[2], дифференциально-мостовые и разветвленные схемы.

Все схемы ШФЦ характеризуются следующими показателями: числом элементов, уровнем плоского усиления, шумами, динамическим диапазоном, разбросом номиналов элементов, стабильностью частотных характеристик и т. д. В зависимости от постановки задачи по совокупности этих показателей и выбирается наилучшая реализующая схема.

Все разновидности ШФЦ, за исключением активных, рассчитываются с помощью таблиц, в которых для различных значений N и k приведены нормированные значения параметров элементов. Расчет схемы, таким образом, сводится к определению N и k и денормированию табличных данных по формулам

$$R_i = \overline{R}_i R_{\text{н}} \quad \text{и} \quad C_i = \overline{C}_i/(R_{\text{н}} f_0), \tag{5.25}$$

где $R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки; $f_0 = \sqrt{f_{-\varkappa} f_{\varkappa}}$ — средняя частота рабочей полосы; $\overline{R}_i$ и $\overline{C}_i$ — табличные значения параметров сопротивления и емкости; R_i и C_i — расчетные значения параметров элементов проектируемой схемы.

Таким образом, во многих практически важных случаях при проектировании ШФЦ (исключение составляют активные ШФЦ) передаточные функции не определяются, а находятся только N и k.

Оценка стабильности частотных характеристик ШФЦ. Нестабильность фазоразностной характеристики ШФЦ зависит от допусков на параметры элементов схемы, технологии ее выполнения и способа реализации.

---

[1] Специфика схем Ф-звеньев ШФЦ состоит в том, что они всегда могут быть составлены из звеньев первого порядка.

[2] Симметричные мостовые схемы получаются из дифференциально-мостовых по следующему правилу. Верхняя и нижняя половины схем (см., например, рис. 5.35) превращаются в мостовые симметричные четырехполюсники добавлением двух недостающих плеч, например для верхней схемы продольного и поперечного (R_1, C_1 и R_2, C_2). При этом параметры всех сопротивлений уменьшаются, а емкостей — увеличиваются в 2 раза; сопротивление нагрузки остается без изменения.

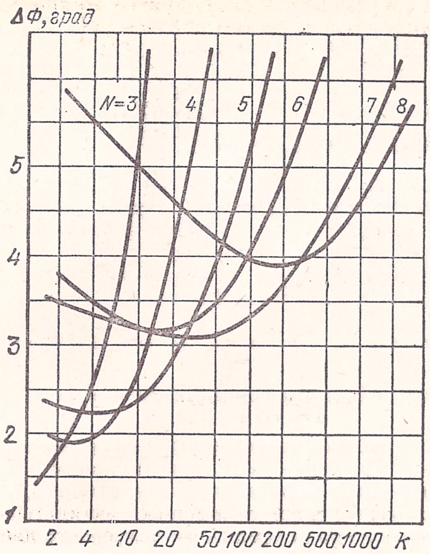


Рис. 5.31. Зависимость $\Delta\Phi = f(k)$ для симметричных мостовых и разветвленных ШФЦ

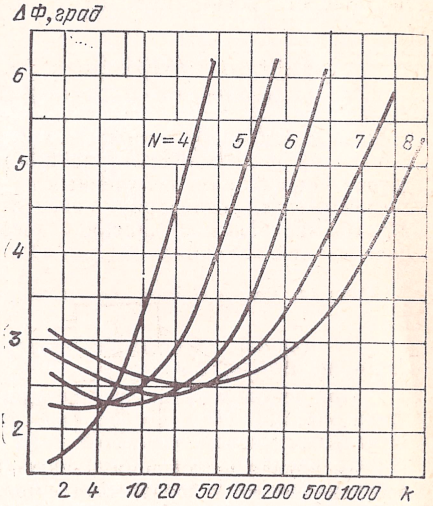


Рис 5.32. Зависимость $\Delta\Phi = f(k)$ для дифференциально-мостовых ШФЦ

Если ШФЦ реализуется пассивной *RC*-схемой, а технология ее выполнения микроэлектронная, то по причинам, изложенным в разд. 2, значение $\Delta\Phi_p$ практически не зависит от схемы реализации и вычисляется по формуле

$$\Delta\Phi_p = S\delta, \tag{5.26}$$

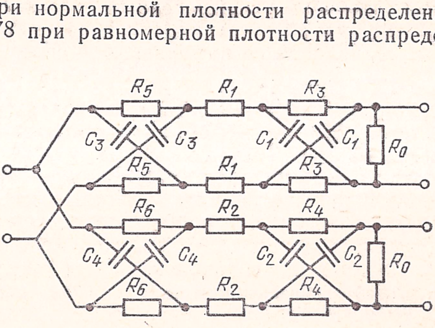
где S — суммарная чувствительность, приведенная в табл. 3.19; $\delta = |\delta l/l|_{\max}$ — максимально допустимое относительное отклонение параметра элемента от номинала, одинаковое по абсолютному значению для всех элементов. Формула (5.26) справедлива для случая, когда знаки отклонений элементов одинаковы.

При традиционной технологии с использованием дискретных элементов $\Delta\Phi_p$ определяет границы изменения погрешности фазоразностной характеристики — случайной величины со стандартным отклонением σ_Φ. Удобно положить $\Delta\Phi_p = 3\sigma_\Phi$. В рассматриваемой ситуации $\Delta\Phi_p$ уже зависит от реализующей схемы. Расчет производится по формуле

$$\Delta\Phi_p = (\Delta\Phi - \Delta\Phi_0)\,\delta\sigma/(0{,}578\cdot 10^{-2}), \tag{5.27}$$

где $\Delta\Phi$ — величина, определяемая из графиков рис. 5.31 и 5.32; $\Delta\Phi_0$ — погрешность аппроксимации фазоразностной характеристики (находится из табл. 3.19 либо графика 3.41); $\sigma = 0{,}333$ при нормальной плотности распределения случайных значений $\delta l/l$ и $\sigma = 0{,}578$ при равномерной плотности распределения.

Рис. 5.33. Схема симметричной ШФЦ, составленной из пассивных звеньев при $N = 4$



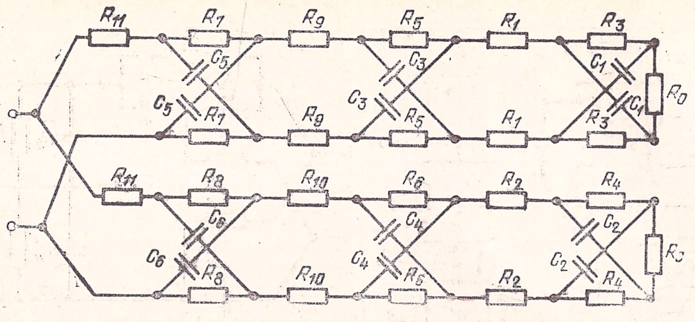


Рис. 5.34. Схема симметричной ШФЦ, составленной из пассивных звеньев, при $N = 6$

Суммарная погрешность фазоразностной характеристики оценивается по формуле $\Delta\Phi_\Sigma \leqslant \Delta\Phi_p + \Delta\Phi_0$.

При использовании графиков рис. 5.31 и 5.32 следует иметь в виду, что графики рис. 5.31 (N — четное) относятся к симметричным мостовым схемам с минимальным числом элементов и (N — нечетное) к разветвленным схемам. Для схем с равными нагрузками получаются фактически те же зависимости с несколько большими значениями $\Delta\Phi_p$. Разветвленная схема ($N = 4$) имеет практически ту же зависимость, что и мостовая ($N = 4$). Каскадные пассивные схемы ($N = 4$, $N = 6$) описываются кривыми, аналогичными приведенным на рис. 5.31 но идущими несколько ниже.

Зависимость $\Delta\Phi = f(k)$ для дифференциально-мостовых ШФЦ приведены на рис. 5.32. При расчете ШФЦ следует помнить, что с технологической точки зрения важными характеристиками схемы являются максимальное значение параметра емкости $C_{\max}$, суммарная емкость C_Σ, коэффициенты разброса сопротивлений ($D_R = R_{\max}/R_{\min}$) и емкостей ($D_C = C_{\max}/C_{\min}$), а также число элементов схемы. Все эти величины для пассивных ШФЦ определяются из таблиц нормированных значений параметров элементов.

Каскадные пассивные схемы фазовых звеньев ШФЦ. Как уже отмечалось, ШФЦ, построенные на таких звеньях, отличаются повышенной стабильностью частотных характеристик по сравнению с иными пассивными ШФЦ и большим плоским усилением. Однако подобные реализации не всегда осуществимы. Например, при $N = 8$ реализация возможна только для $k \geqslant 9000$, при $N = 6$ — для $k \geqslant 160$, для $N = 4$ ограничения отсутствуют.

В справочнике даны схемы ШФЦ (рис. 5.33, 5.34), а также таблицы нормированных параметров элементов при $N = 4$ и $N = 6$ и совокупности значений

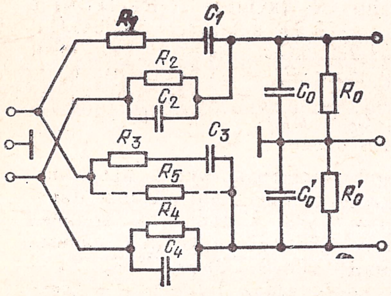


Рис. 5.35. Дифференциально-мостовая ШФЦ при $N = 4$

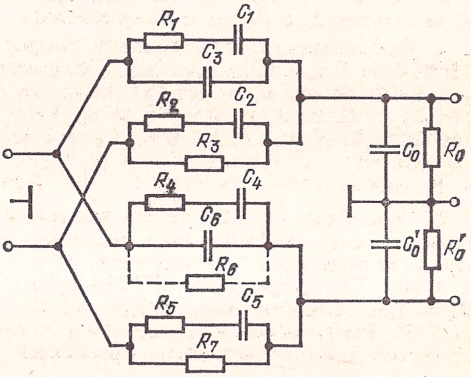
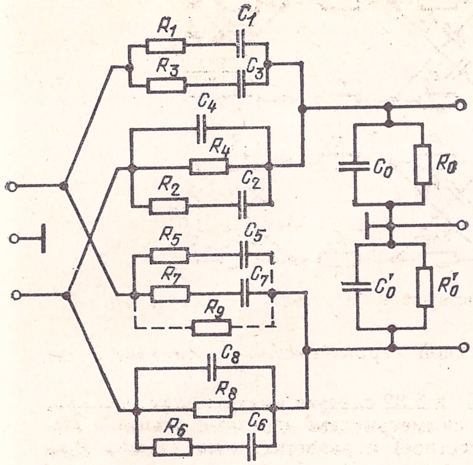


Рис. 5.36. Дифференциально-мостовая ШФЦ при $N = 6$



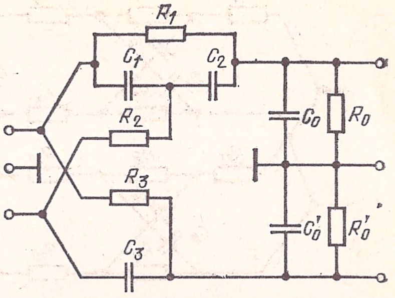


Рис. 5.38. Разветвленная ШФЦ при $N = 3$

←

Рис. 5.37. Дифференциально-мостовая ШФЦ при $N = 8$

коэффициента перекрытия k (табл. 5.57). В этой же таблице приведены значения постоянных множителей M, определяющих уровень плоского усиления1).

Дифференциально-мостовые схемы ШФЦ. Дифференциально-мостовые ШФЦ с минимумом элементов и равными нагрузками реализуются с помощью схем, изображенных на рис. 5.35—5.37. Нормированные значения параметров элементов этих схем и значения коэффициентов M представлены в табл. 5.58. Приведенные реализации обеспечивают наибольшую стабильность частотных характеристик среди всех возможных вариантов реализации аналогичных схем и практически наименьший разброс номиналов элементов. При пользовании таблицами следует иметь в виду, что при расчете схем ШФЦ с равными нагрузками Ф-звеньев $\bar{R}_0 = \bar{R}_0' = 1$.

Пример 5.7. Рассчитать пассивный дифференциально-мостовой фазовращатель с минимальным числом элементов, у которого $N = 8$; $k = 10^3$; $\Phi_0 = 90°$; $R_н = 100$ кОм и $f_0 = \sqrt{20 \cdot 26{,}790 \cdot 10^3} = 732$ Гц. Такой фазовращатель при номинальных значениях параметров элементов в полосе частот 20 Гц — 26,790 кГц обеспечивает фазоразностную характеристику, у которой $\Phi_0 = 90°$ с точностью $\Delta\Phi_0 = 1{,}96°$.

Расчет. 1. Для $k = 1000$ из табл. 5.58 выписываем значения параметров элементов для схемы с минимальным числом элементов (отметка**).

2. Производим денормирование по формулам R_i [кОм] $= \bar{R}_i R_н$ [кОм] и C_i [нФ] $= C_i'/(R_н$ [МОм] f_0 [кГц]). Получаем $R_1 = 118{,}998$ кОм; $R_2 = 36{,}334$ кОм; $R_3 = 9{,}890$ кОм; $R_4 = 405{,}481$ кОм; $R_5 = 47{,}282$ кОм; $R_6 = 15{,}311$ кОм; $R_7 = 2{,}575$ кОм; $R_8 = 209{,}175$ кОм; $R_0 = 100$ кОм; $R_0' = 51{,}585$ кОм; $C_1 = 60{,}633$ нФ; $C_2 = 10{,}199$ нФ; $C_3 = 3{,}303$ нФ; $C_4 = C_8 = 0{,}746$ нФ; $C_5 = 30{,}606$ нФ; $C_6 = 8{,}331$ нФ; $C_7 = 2{,}544$ нФ; $C_0 = C_0' = 3{,}027$ нФ.

Коэффициент M для данных схем Ф-звеньев равен 0,198.

3. Оцениваем нестабильность фазоразностной характеристики в предположении, что схема реализуется навесными элементами, имеющими разброс параметров, подчиненный нормальному закону ($\sigma = 0{,}333$) в пределах допуска $\delta = 0{,}005$. По графику рис. 5.32 находим $\Delta\Phi = 4{,}65°$. По исходным данным $\Delta\Phi_0 = 1{,}96°$. Следовательно, $\Delta\Phi_p = (4{,}65 - 1{,}96)[(0{,}005 \cdot 0{,}333)/(0{,}578 \cdot 10^{-2})] = 0{,}775°$. Таким образом, в рабочем диапазоне наибольшая погрешность фазоразностной характеристики не превосходит $\Delta\Phi_\Sigma = 1{,}96 + 0{,}775 = 2{,}73°$.

---

1) Частотно-независимая АЧХ каждого Ф-звена ШФЦ равна M.

Таблица 5.58

Нормированные величины параметров элементов дифференциально-мостовых ШФЦ

$N=4$; $\overline{R}_0=1,0$

k	2,00	5,00	6,00	7,00	8,00	9,00	10,00	11,33	12,00
$\overline{R}_1$	0,67236	0,54879	0,51944	0,49437	0,47270	0,45373	0,43696	0,41739	0,40853
$\overline{R}_2$	3,46553	2,94146	2,81569	2,70781	2,61412	2,53180	2,45873	2,37713	2,33420
$\overline{R}_3$	0,19697	0,15043	0,13978	0,13082	0,12318	0,11657	0,11080	0,10415	0,10117
$\overline{R}_4^{**}$	1,01523	0,80631	0,75772	0,71656	0,68122	0,65049	0,62349	0,59218	0,57806
$\overline{R}_4^{*}$	0,45629	0,38998	0,37344	0,35906	0,34642	0,33519	0,32513	0,31324	0,30779
$\overline{R}_5^{*}$	0,82866	0,75528	0,73637	0,71970	0,70487	0,69154	0,67946	0,66502	0,65834
$\overline{R}_0'^{**}$	0,29295	0,27412	0,29910	0,26462	0,26059	0,25693	0,25358	0,24953	0,24765
$\overline{C}_1=\overline{C}_3$	0,43733	0,55390	0,59063	0,62581	0,65955	0,69200	0,72329	0,76330	0,72884
$\overline{C}_2=\overline{C}_4$	0,08484	0,10334	0,10896	0,11425	0,11926	0,12401	0,12854	0,13425	0,13701
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,29405	0,30398	0,30680	0,30938	0,31177	0,31398	0,31605	0,31860	0,31981
M	0,22393	0,25371	0,26207	0,26970	0,27669	0,28314	0,28912	0,29645	0,29992

k	14,00	16,00	18,00	20,00	26,00	30,00	35,00	40,00	50,00
$\overline{R}_1$	0,38522	0,36565	0,34891	0,33437	0,30007	0,28252	0,26454	0,24973	0,22654
$\overline{R}_2$	2,23141	2,14459	2,06990	2,00470	1,84933	1,76894	1,68584	1,61678	1,50738
$\overline{R}_3$	0,09342	0,08703	0,08164	0,07703	0,06641	0,06112	0,05581	0,05154	0,04501
$\overline{R}_4^{**}$	0,54117	0,51044	0,48435	0,46185	0,40928	0,38270	0,35571	0,33367	0,29951
$\overline{R}_4^{*}$	0,29329	0,28091	0,27017	0,26072	0,23795	0,22603	0,21343	0,20326	0,18674
$\overline{R}_5^{*}$	0,64034	0,62472	0,61096	0,59869	0,56842	0,55215	0,53486	0,52010	0,49595
$\overline{R}_0'^{**}$	0,24252	0,23801	0,23400	0,23038	0,22131	0,21634	0,21100	0,20638	0,19870
$\overline{C}_1=\overline{C}_3$	0,83894	0,89217	0,94296	0,99164	0,12742	0,21112	1,30973	1,40284	1,57600
$\overline{C}_2=\overline{C}_4$	0,14483	0,15211	0,15895	0,16540	0,18293	0,19343	0,20552	0,21668	0,23686
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,32317	0,32622	0,32901	0,33158	0,33831	0,34217	0,34647	0,35033	0,35704
M	0,30946	0,31800	0,32574	0,33281	0,35095	0,36114	0,37232	0,38214	0,39882

$N=6$; $\overline{R}_0=1,0$

k	11,33	20,00	30,00	40,00	50,00	60,00	80,00	100,00	120,00
$\overline{R}_1$	2.50796	2.00994	1,70636	1,51705	1,38429	1,28438	1,14129	1,04159	0,96684
$\overline{R}_2$	1.06540	0,80882	0,65767	0,56597	0,50303	0,45653	0,39135	0.34707	0,31455
$\overline{R}_3$	8,32382	6,74176	5,79416	5,20924	4,80149	4,49583	4,05950	3,75621	3,52899
$\overline{R}_4$	1.60720	1,22668	0,99972	0,86097	0,76530	0,69437	0,59468	0,52675	0,47679
$\overline{R}_5$	0.34207	0.24600	0,19192	0,16022	0,13901	0,12366	0,10267	0,08879	0,07881
$\overline{R}_6^{**}$	8.29840	6,36668	5,22910	4,53798	4,06281	3,71096	3,21642	2,87907	2,63037
$\overline{R}_6^{*}$	8.19424	5.36124	4,07718	3,39764	2,96699	2,66508	2,26263	2,00134	1,81492
$\overline{R}_7^{*}$	652.83299	33.94846	18,50824	13,52090	11,00030	9,45620	7,63021	6,56464	5,85428
$\overline{R}_0'^{**}$	0.99694	0.94436	0,90247	0,87114	0,84615	0,82542	0,79232	0,76648	0,74536
$\overline{C}_1$	0.46455	0.62871	0.78777	0,92713	1,05312	1,16922	1,37977	1,56930	1,74347
$\overline{C}_2$	0.09887	0.12608	0,15123	0,17253	0,19129	0,20823	0,23822	0,26452	0,28818
$\overline{C}_3=\overline{C}_6$	0,01914	0,02429	0,02891	0,03273	0,03603	0,38960	0,04404	0,04839	0,05223
$\overline{C}_4$	0.14961	0,20248	0,25473	0,30128	0,34394	0,38371	0,45687	0,52377	0,58605
$\overline{C}_5$	0,06355	0,08148	0,09818	0,11240	0,12498	0,13639	0,15666	0,17452	0,19066
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0.15939	0,16377	0,14718	0,16105	0,17286	0,18195	0,17880	0,18178	0,18434
M	0,10725	0,12916	0,14718	0,16105	0,17236	0,18195	0,19764	0,21025	0,22079

k	140,00	160,00	180,00	200,00	250,00	300,00	350,00	400,00	500.00
$\overline{R}_1$	0,90800	0,86006	0,81998	0,78579	0,71825	0,66762	0,62777	0,59528	0,54490
$\overline{R}_2$	0,28940	0,26922	0,25259	0,23857	0,21139	0,19150	0,17618	0,16385	0,14520
$\overline{R}_3$	3,35014	3,20434	3,08234	2,97817	2,77195	2,61685	2,49433	2,39411	2,23793
$\overline{R}_4$	0.43812	0.40708	0.38147	0,35990	0.31807	0,28746	0,26386	0,24497	0,21634
$\overline{R}_5$	0.07123	0,06524	0,06037	0,05632	0.04861	0,04308	0,03890	0.03560	0.03070
$\overline{R}_6^{**}$	2,43739	2,28207	2,15360	2,04507	1,83365	1,67796	1,55717	1,45995	1,31152
$\overline{R}_6^{*}$	1,67360	1,56185	1,47067	1,39447	1.24810	1,14189	1,06033	0,99514	0,89633
$\overline{R}_7^{*}$	5,34077	4,94881	4.63770	4,38339	3.00847	3.57432.	3,32319	3,12572	2,83139
$\overline{R}_0'^{**}$	0,72754	0,71218	0,69869	0,68668	0.66150	0,64121	0,62428	0,60981	0,58604
$\overline{C}_1$	1.90576	2,05848	2,20329	2,34138	2,66289	2,95780	3,23224	3,49026	3,96772
$\overline{C}_2$	0,30985	0,32993	0,34873	0,36644	0,40696	0.44333	0,47657	0,50733	0.56315
$\overline{C}_3=\overline{C}_6$	0,05569	0,05885	0,06177	0,06448	0.07059	0.75950	0,08075	0,08512	0,09229
$\overline{C}_4$	0,64473	0,70049	0.75380	0,80503	0,92566	1,03787	1,14351	1,24383	1,43181
$\overline{C}_5$	0,20549	0,21927	0.23220	0.24441	0,27244	0,29770	0,32086	0,34237	0.38153
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,18659	0,18859	0.19040	0.19206	0,19568	0.19875	0,20143	0,20380	0,20790
M	0.22987	0,23784	0.24495	0,25137	0,26511	0.27648	0,28617	0,29462	0,30883

Таблица 5.57

Нормированные величины параметров элементов каскадной реализации

$N=6$; $\overline{R}_1=\overline{R}_2=\overline{R}_3=\overline{R}_4=\overline{R}_5=R_6=1,0$

k	160,00	180,00	200,00	250,00	300,00	350,00	400,00	500,00
$\overline{R}_7$	0,32956	0,25729	0,22012	0,17008	0,14299	0,12540	0,11294	0,09610
$\overline{R}_8$	0,38189	0,30963	0,27189	0,21996	0,19097	0,17164	0,15769	0,13804
$\overline{R}_9$	0,22517	0,21140	0,20073	0,18082	0,16647	0,15540	0,14631	0,13290
$\overline{R}_{10}$	0,13788	0,12665	0,11877	0,10512	0,09586	0,08897	0,08358	0,07554
$\overline{R}_{11}$	0,02485	0,02384	0,02295	0,02123	0,01985	0,01876	0,01785	0,01638
$\overline{R}_0$	1,25514	1,54977	1,54977	1,76819	2,19681	2,54254	2,84150	3,57013
$\overline{C}_1$	0,00711	0,00683	0,00650	0,00612	0,00575	0,00575	0,00521	0,00481
$\overline{C}_2$	0,03039	0,02958	0,02887	0,02741	0,02621	0,02532	0,02453	0,02327
$\overline{C}_3$	0,09251	0,09164	0,09087	0,08924	0,08793	0,08683	0,08589	0,08434
$\overline{C}_4$	0,27380	0,27640	0,27875	0,28383	0,28806	0,28170	0,29490	0,30034
$\overline{C}_5$	0,83340	0,85630	0,87741	0,92419	0,94455	1,00025	1,03238	1,08866
$\overline{C}_6$	3,56400	3,70606	3,83888	4,13911	4,40483	4,64490	4,86499	5,25969
M	0,15042	0,18297	0,20571	0,24713	0,27769	0,30228	0,32277	0,35594

$N=4$; $\overline{R}_1=\overline{R}_2=\overline{R}_3=\overline{R}_4=1,0$

k	2,00	5,00	6,00	7,00	8,00	9,00	10,00	11,33	12,00
$\overline{R}_5=\overline{R}_8$	0,29320	0,24450	0,23265	0,22244	0,21355	0,20571	0,19873	0,19054	0,18682
$\overline{R}_0$	3,41002	4,08883	4,29806	4,49481	4,68253	4,86112	5,03171	5,24772	5,35230
$\overline{C}_1$	0,03080	0,02750	0,02665	0,02590	0,02523	0,02463	0,02409	0,02344	0,02315
$\overline{C}_3$	0,10514	0,10033	0,09904	0,09788	0,09684	0,09589	0,09502	0,09396	0,09348
$\overline{C}_3$	0,24091	0,25246	0,25576	0,25878	0,26157	0,26416	0,26658	0,26957	0,27098
$\overline{C}_4$	0,82235	0,92100	0,95041	0,97792	1,00376	1,02815	1,0512	1,08033	1,09420
M	0,42644	0,47667	0,49045	0,50279	0,51402	0,52425	0,53363	0,54550	0,55031

k	14,00	16,00	18,00	20,00	26,00	30,00	35,00	40,00	50,00
$\overline{R}_5=\overline{R}_8$	0,17695	0,16861	0,16143	0,15515	0,14021	0,13248	0,12452	0,11791	0,10749
$\overline{R}_0$	5,65111	5,93036	6,19467	6,44513	7,13180	9,54709	8,03041	8,48020	9,30230
$\overline{C}_1$	0,02300	0,02165	0,02104	0,02049	0,01916	0,01845	0,01770	0,01706	0,01602
$\overline{C}_2$	0,09214	0,09096	0,08991	0,08897	0,08659	0,08529	0,08388	0,08266	0,08064
$\overline{C}_3$	0,27491	0,27846	0,28171	0,28471	0,29253	0,29700	0,30198	0,30643	0,31413
$\overline{C}_4$	1,13354	1,16994	1,20391	1,23581	1,32177	1,37278	1,43117	1,48476	1,58090
M	0,56483	0,57758	0,58898	0,59924	0,62492	0,63893	0,65397	0,66689	0,68818

4. Находим остальные характеристики рассчитанной ШФЦ: $C_{\max}=60,63$ нФ; $C_\Sigma=\sum\limits_i C_i=123,16$ нФ, $D_R=R_4/R_7=1,938$; $D_C=C_1/C_4=81,277$.

Разветвленные дифференциальные схемы ШФЦ. Разветвленные схемы ШФЦ с минимальным числом элементов представлены на рис. 5.38—5.41. Нормирован-

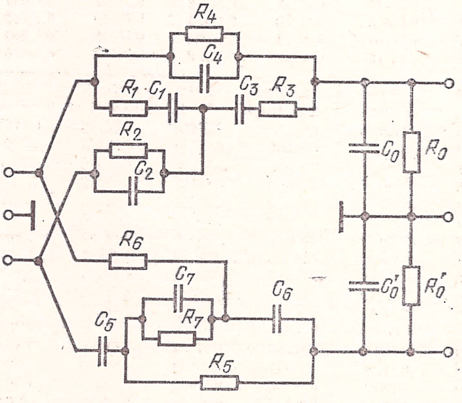


Рис. 5.39. Разветвленная ШФЦ при $N=7$

Таблица 5.58

Нормированные величины параметров элементов дифференциально-мостовых ШФЦ

$N=4$; $\overline{R}_0=1,0$

k	2,00	5,00	6,00	7,00	8,00	9,00	10,00	11,33	12,00
$\overline{R}_1$	0,67236	0,54879	0,51944	0,49437	0,47270	0,45373	0,43696	0,41739	0,40653
$\overline{R}_2$	3,46553	2,94146	2,81569	2,70781	2,61412	2,53180	2,45873	2,37713	2,33420
$\overline{R}_3$	0,19697	0,15043	0,13978	0,13082	0,12318	0,11657	0,11080	0,10415	0,10117
$\overline{R}_4^{**}$	1,01523	0,80631	0,75772	0,71656	0,68122	0,65049	0,62349	0,59218	0,57806
$\overline{R}_4^{*}$	0,45629	0,38998	0,37344	0,35906	0,34642	0,33519	0,32513	0,31324	0,30779
$\overline{R}_5^{*}$	0,82866	0,75528	0,73637	0,71970	0,70487	0,69154	0,67946	0,66502	0,65834
$\overline{R}_0'^{**}$	0,29295	0,27412	0,29910	0,26462	0,26059	0,25693	0,25358	0,24953	0,24765
$\overline{C}_1=\overline{C}_3$	0,43733	0,55390	0,59063	0,62581	0,65955	0,69200	0,72329	0,76330	0,72884
$\overline{C}_2=\overline{C}_4$	0,08484	0,10334	0,10896	0,11425	0,11926	0,12401	0,12854	0,13425	0,13701
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,29405	0,30398	0,30680	0,30938	0,31177	0,31398	0,31605	0,31860	0,31981
M	0,22393	0,25371	0,26207	0,26970	0,27669	0,28314	0,28912	0,29645	0,29992

k	14,00	16,00	18,00	20,00	26,00	30,00	35,00	40,00	50,00
$\overline{R}_1$	0,38522	0,36565	0,34891	0,33437	0,30007	0,28252	0,26454	0,24973	0,22654
$\overline{R}_2$	2,23141	2,14459	2,06990	2,00470	1,84933	1,76894	1,68584	1,61678	1,50736
$\overline{R}_3$	0,09342	0,08703	0,08164	0,07703	0,06641	0,06112	0,05581	0,05154	0,04501
$\overline{R}_4^{**}$	0,54117	0,51044	0,48435	0,46185	0,40928	0,38270	0,35571	0,33367	0,29951
$\overline{R}_4^{*}$	0,29329	0,28091	0,27017	0,26072	0,23795	0,22603	0,21343	0,20326	0,18674
$\overline{R}_5^{*}$	0,64034	0,62472	0,61096	0,59869	0,56842	0,55215	0,53486	0,52010	0,49595
$\overline{R}_0'^{**}$	0,24252	0,23801	0,23400	0,23038	0,22131	0,21634	0,21100	0,20638	0,19870
$\overline{C}_1=\overline{C}_3$	0,83894	0,89217	0,94296	0,99164	0,12742	0,21112	1,30973	1,40284	1,57600
$\overline{C}_2=\overline{C}_4$	0,14483	0,15211	0,15895	0,16540	0,18293	0,19343	0,20552	0,21668	0,23686
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,32317	0,32622	0,32901	0,33158	0,33831	0,34217	0,34647	0,35033	0,35704
M	0,30946	0,31800	0,32574	0,33281	0,35095	0,36114	0,37232	0,38214	0,39882

$N=6$; $\overline{R}_0=1,0$

k	11,33	20,00	30,00	40,00	50,00	60,00	80,00	100,00	120,00
$\overline{R}_1$	2,50796	2,00994	1,70636	1,51705	1,38429	1,28438	1,14129	1,04159	0,96684
$\overline{R}_2$	1,06540	0,80882	0,65767	0,56597	0,50303	0,45653	0,39135	0,34707	0,31455
$\overline{R}_3$	8,32382	6,74176	5,79416	5,20924	4,80149	4,49583	4,05950	3,75621	3,52899
$\overline{R}_4$	1,60720	1,22668	0,99972	0,86097	0,76530	0,69437	0,59468	0,52675	0,47679
$\overline{R}_5$	0,34207	0,24600	0,19192	0,16022	0,13901	0,12366	0,10267	0,08879	0,07881
$\overline{R}_6^{**}$	8,29840	6,36668	5,22910	4,53798	4,06281	3,71096	3,21642	2,87907	2,63037
$\overline{R}_6^{*}$	8,19424	5,36124	4,07718	3,39764	2,96699	2,66508	2,26263	2,00134	1,81492
$\overline{R}_7^{*}$	652,83299	33,94846	18,50824	13,52090	11,00030	9,45620	7,63021	6,56464	5,85428
$\overline{R}_0'^{**}$	0,99694	0,94436	0,90247	0,87114	0,84615	0,82542	0,79232	0,76648	0,74536
$\overline{C}_1$	0,46455	0,62871	0,78777	0,92713	1,05312	1,16922	1,37977	1,56930	1,74347
$\overline{C}_2$	0,09887	0,12608	0,15123	0,17253	0,19129	0,20823	0,23822	0,26452	0,28818
$\overline{C}_3=\overline{C}_6$	0,01914	0,02429	0,02891	0,03273	0,03603	0,38960	0,04404	0,04839	0,05223
$\overline{C}_4$	0,14961	0,20248	0,25473	0,30128	0,34394	0,38371	0,45687	0,52377	0,58605
$\overline{C}_5$	0,06355	0,08148	0,09818	0,11240	0,12498	0,13639	0,15666	0,17452	0,19066
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,15939	0,16377	0,14718	0,16105	0,17286	0,18195	0,17880	0,18178	0,18434
M	0,10725	0,12916	0,14718	0,16105	0,17236	0,18195	0,19764	0,21025	0,22079

k	140,00	160,00	180,00	200,00	250,00	300,00	350,00	400,00	500,00
$\overline{R}_1$	0,90800	0,86006	0,81998	0,78579	0,71825	0,66762	0,62777	0,59528	0,54490
$\overline{R}_2$	0,28940	0,26922	0,25259	0,23857	0,21139	0,19150	0,17615	0,16385	0,14520
$\overline{R}_3$	3,35014	3,20434	3,08234	2,97817	2,77195	2,61685	2,49433	2,39411	2,23793
$\overline{R}_4$	0,43812	0,40708	0,38147	0,35990	0,31807	0,28746	0,26386	0,24497	0,21634
$\overline{R}_5$	0,07123	0,06524	0,06037	0,05632	0,04861	0,04308	0,03890	0,03560	0,03070
$\overline{R}_6^{**}$	2,43739	2,28207	2,15360	2,04507	1,83365	1,67796	1,55717	1,45995	1,31152
$\overline{R}_6^{*}$	1,67360	1,56185	1,47067	1,39447	1,24810	1,14189	1,06033	0,99514	0,89633
$\overline{R}_7^{*}$	5,34077	4,94881	4,63770	4,38339	3,00847	3,57432	3,32319	3,12572	2,83139
$\overline{R}_0'^{**}$	0,72754	0,71218	0,69869	0,68668	0,66150	0,64121	0,62428	0,60981	0,58604
$\overline{C}_1$	1,90576	2,05848	2,20329	2,34138	2,66289	2,95780	3,23224	3,49026	3,96772
$\overline{C}_2$	0,30985	0,32993	0,34873	0,36644	0,40696	0,44333	0,47657	0,50733	0,56315
$\overline{C}_3=\overline{C}_6$	0,05569	0,05885	0,06177	0,06448	0,07059	0,75950	0,08075	0,08512	0,09229
$\overline{C}_4$	0,64473	0,70049	0,75380	0,80503	0,92566	1,03787	1,14351	1,24383	1,43181
$\overline{C}_5$	0,20549	0,21927	0,23220	0,24441	0,27244	0,29770	0,32086	0,34237	0,38153
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,18659	0,18859	0,19040	0,19206	0,19568	0,19875	0,20143	0,20380	0,20790
M	0,22987	0,23784	0,24495	0,25137	0,26511	0,27648	0,28617	0,29462	0,30883

$N=8;\ \overline{R}_0=1$

Продолжение табл. 5.59

k	11,33	50,00	100,00	150,00	200,00	250,00	300,00	350,00	400,00
$\overline{R}_1$	7,69148	3,97459	2,94470	2,48495	2,20897	2,01934	1,87843	1,76820	1,67880
$\overline{R}_2$	2,73870	1,41734	1,03119	0,85626	0,75076	0,67817	0,62424	0,58211	0,54799
$\overline{R}_3$	1,30313	0,55692	0,37025	0,29201	0,24702	0,21711	0,19548	0,17895	0,16581
$\overline{R}_4$	24,35121	12,32779	9,18979	9,81977	7,00656	6,45163	6,04119	5,72124	5,46239
$\overline{R}_5$	3,82557	1,92801	1,38562	1,14287	0,99756	0,89812	0,82455	0,76726	0,72099
$\overline{R}_6$	1,76516	0,81096	0,55303	0,44127	0,37581	0,33178	0,29965	0,27493	0,25517
$\overline{R}_7$	0,54549	0,19805	0,12215	0,09229	0,07575	0,06508	0,05749	0,05180	0,04735
$\overline{R}_8^{**}$	18,24074	8,39575	5,91995	4,86261	4,24437	3,82740	3,52196	3,28582	3,09617
$\overline{R}_8^{*}$	4,49807	2,83064	2,24673	1,96185	1,78253	1,65536	1,55865	1,48163	1,41823
$\overline{R}_9^{*}$	5,97033	4,27043	3,62094	3,28870	3,07319	2,91697	2,79606	2,69837	2,61697
$\overline{R}_9^{**}$	0,74906	0,68104	0,64418	0,62183	0,60577	0,59324	0,58299	0,57432	0,56681
$\overline{C}_1$	0,25251	0,66315	1,04559	1,35984	1,63507	1,88403	2,11363	2,32813	2,53041
$\overline{C}_2$	0,07803	0,16195	0,23097	0,28441	0,32960	0,36947	0,40553	0,43870	0,46957
$\overline{C}_3$	0,03600	0,06812	0,09218	0,10981	0,12417	0,13649	0,14737	0,15720	0,16619
$\overline{C}_4=\overline{C}_8$	0,00755	0,01564	0,02157	0,02581	0,02918	0,03202	0,03450	0,03670	0,03870
$\overline{C}_5$	0,14111	0,34628	0,53557	0,69116	0,82780	0,95171	1,06627	1,17354	1,27491
$\overline{C}_6$	0,06714	0,13606	0,19229	0,23570	0,27237	0,30469	0,33391	0,36077	0,38576
$\overline{C}_7$	0,02390	0,04752	0,06733	0,08122	0,09257	0,10232	0,11096	0,11877	0,12592
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,18389	0,19285	0,19829	0,20448	0,20448	0,20663	0,20854	0,21001	0,21139
M	0,03944	0,07503	0,09813	0,11338	0,12489	0,13419	0,14202	0,14878	0,15474

k	500,00	800,00	1000,00	1400,00	1600,00	2000,00	3000,00	4000,00	5000,00
$\overline{R}_1$	1,54095	1,29165	1,18998	1,05377	1,00480	0,92873	0,80688	0,73155	0,67863
$\overline{R}_2$	0,49552	0,40135	0,36334	0,31296	0,29503	0,26741	0,22389	0,19753	0,17931
$\overline{R}_3$	0,14605	0,11205	0,09890	0,08204	0,07621	0,06740	0,05400	0,04618	0,04094
$\overline{R}_4$	5,06428	4,34684	4,05481	3,66355	3,52276	3,30377	2,95179	2,73298	2,57849
$\overline{R}_5$	0,65008	0,52357	0,47282	0,40583	0,38207	0,34557	0,28829	0,25373	0,22992
$\overline{R}_6$	0,22529	0,17336	0,15311	0,12700	0,11793	0,10421	0,08328	0,07106	0,06285
$\overline{R}_7$	0,04077	0,02983	0,02575	0,02065	0,01893	0,01638	0,01260	0,01047	0,00908
$\overline{R}_8^{**}$	2,80714	2,29577	2,09175	1,82288	1,72753	1,58089	1,34991	1,20967	1,11243
$\overline{R}_8^{*}$	1,31879	1,13341	1,05562	0,94925	0,91037	0,84928	0,74955	0,68667	0,64189
$\overline{R}_9^{*}$	2,48734	2,23861	2,13111	1,98067	1,92459	1,83517	1,68540	1,58822	1,51757
$\overline{R}_9^{**}$	0,55430	0,52814	0,51586	0,49757	0,49039	0,47851	0,45731	0,44262	0,43142
$\overline{C}_1$	2,90598	3,87656	4,43835	5,43402	5,88540	6,72072	8,53756	10,10398	11,50627
$\overline{C}_2$	0,52959	0,66717	0,74656	0,88393	0,94501	1,05637	1,29227	1,48996	1,66328
$\overline{C}_3$	0,18227	0,22091	0,24176	0,27662	0,29170	0,31858	0,37333	0,41730	0,45466
$\overline{C}_4=\overline{C}_8$	0,04221	0,05038	0,05464	0,06158	0,06451	0,06964	0,07973	0,08753	0,09397
$\overline{C}_5$	1,46365	1,95443	2,24033	2,74994	2,98210	3,41339	4,35824	5,17920	5,91855
$\overline{C}_6$	0,43139	0,54565	0,60985	0,72093	0,77033	0,86037	1,05114	1,21104	1,35126
$\overline{C}_7$	0,13872	0,16954	0,18621	0,21411	0,22618	0,24773	0,29167	0,32700	0,35705
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,21377	0,21899	0,22159	0,22526	0,22727	0,23007	0,23534	0,23922	0,24230
M	0,16489	0,18702	0,19783	0,21442	0,22110	0,23235	0,25304	0,26788	0,27944

Строки, помеченные * и **, относятся соответственно к схемам с равными нагрузками и минимальным числом элементов. Элементы без пометок используются в тех и других схемах ШФЦ.

ные значения параметров элементов и значения коэффициентов M для различных значений параметра k приведены в табл. 5.59. Параметры элементов рассчитаны таким образом, чтобы обеспечить максимально возможный уровень плоского усиления.

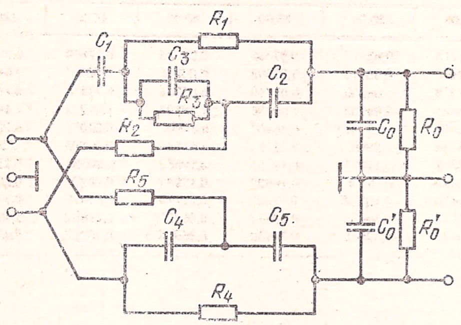


Рис. 5.40. Разветвленная ШФЦ при $N=4$

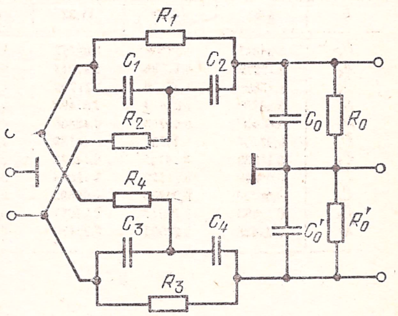


Рис. 5.41. Разветвленная ШФЦ при $N=5$

Таблица 5.59

Нормирование величины параметров элементов разветвленной дифференциальной схемы ШФЦ

$N=3$; $\overline{R}_0=\overline{R}_0'=1,0$; $\overline{C}_0=\overline{C}_0'=0,15915$

k	1,20	1,60	2,00	2,50	3,00	3,50	4,00	4,500	5,00
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	0,99689	0,97968	0,95679	0,92672	0,89774	0,87076	0,84593	0,82316	0,80226
$\overline{R}_2$	0,15935	0,15578	0,15103	0,14483	0,13887	0,13335	0,12830	0,12360	0,11946
$\overline{C}_1$	0,19950	0,20265	0,20700	0,21304	0,21921	0,22531	0,23125	0,23699	0,24253
$\overline{C}_2$	0,79925	0,81901	0,84673	0,88585	0,92680	0,96813	1,00923	1,04980	1,08970
$\overline{C}_3$	0,15965	0,16245	0,16634	0,17173	0.17728	0,18277	1,18814	0,19334	0,19838
M	0,50077	0,50513	0,51104	0,51901	0.52694	0,53454	0,54173	0,54849	0,55485

k	5,50	6,00	6,50	7,00	7.50	8,00	9,00	10,00	11,33
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	0,78303	0,76530	0,74888	0,73364	0,71944	0,70618	0,68208	0,66070	0,63570
$\overline{R}_2$	0,11559	0,11204	0,10877	0,10574	0,10293	0,10032	0,09559	0,09143	0,08660
$\overline{C}_1$	0,24788	0,25304	0,25802	0,26283	0,26749	0,27201	0,28064	0,28880	0,29901
$\overline{C}_2$	1,12890	1,16737	1,20513	1,24221	1,27862	1,31440	1,38420	1,45182	1,53874
$\overline{C}_3$	0,20325	0,20796	0,21252	0,21693	0,22121	0,22537	0,23333	0,24088	0,25036
M	0,56084	0,56647	0,57179	0,67681	0,58158	0,58610	0,59450	0,60215	0,61135

$N=4$; $\overline{R}_0=\overline{R}_0'=1.0$

k	2,00	5,00	6,00	7.00	8,00	9,00	10,00	11,33	12,00
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	1,73276	1,47073	1,40784	1.35390	1,30706	1,26590	1,22936	1,18656	1,16710
$\overline{R}_2=\overline{R}_4$	0,31670	0,25996	0,24643	0,23485	0,22483	0,21659	0,20827	0,19919	0,19507
$\overline{C}_1$	0.06547	0,07352	0,07578	0.07786	0,07976	0,08152	0,08316	0,08518	0.08613
$\overline{C}_2$	0.20652	0,24701	0,25924	0.27704	0,28158	0.29186	0,30163	0,31394	0,31988
$\overline{C}_3$	0,22350	0.26802	0,28163	0.29423	0,30609	0,31731	0,32797	0,34136	0,34781
$\overline{C}_4$	0,70496	0,90113	0.96335	1,02310	1,08057	1,13597	1,18950	1,25810	1,29165
$\overline{C}_0$	0,08614	0,08332	0,08256	0.08187	0,08124	0,08067	0,08014	0,07950	0,07920
$\overline{C}_0'$	0,29405	0,30398	0,30680	0.30938	0,31177	0,31398	0,31605	0,31860	0,31981
M	0,36592	0,40473	0,41530	0,42482	0,43345	0,44132	0,44855	0,45733	0,46144

k	14,00	16,00	18.00	20,00	26,00	30.00	35,00	40,00	50,00
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	1,11570	1,07229	1,03495	1,00235	0,92466	0,88447	0,84292	0,80839	0,75388
$\overline{R}_2=\overline{R}_4$	0,18422	0,17510	0,16728	0,16048	0,14440	0,13615	0,12768	0,12069	0,10973
$\overline{C}_1$	0,08877	0,09114	0,09330	0,09528	0,10042	0,10333	0,10656	0,10943	0,11435
$\overline{C}_2$	0,33667	0,35299	0,36691	0,38070	0,41805	0,44035	0,46598	0,48960	0,53218
$\overline{C}_3$	0,36603	0,38294	0,39874	0,41360	0,45376	0,47765	0,50504	0,53023	0,57552
$\overline{C}_4$	1,38823	1,48012	1,56802	1,65247	1,88897	2,03538	2,20842	2,37231	2,67827
$\overline{C}_0$	0,07837	0,07764	0,07698	0,07639	0,07487	0,07402	0,07310	0,07230	0,07094
$\overline{C}_0'$	0,32317	0,32622	0,32901	0,33158	0,33831	0,34217	0,34647	0,35033	0,35704
M	0,47265	0,48255	0,49141	0,49941	0,51957	0,53065	0,54261	0,55297	0,57022

$N=5$; $\overline{R}_0=\overline{R}_0'=1,0$; $\overline{C}_0=\overline{C}_0'=0,15915$

k	5,00	10,00	11,33	15,00	20,00	25,00	30,00	40,00	50,00
$\overline{R}_1$	1,34441	1,12489	1,08742	1,00715	0,93117	0,87682	0,83536	0,77509	0,73241
$\overline{R}_2$	0,16372	0,11795	0,11041	0,09460	0,08010	0,07006	0,06262	0,05221	0,04518
$\overline{R}_3$	1,75895	1,38128	1,31709	1,17978	1,05005	0,95748	0,88704	0,78516	0,71358
$\overline{R}_4$	3,26709	2,62413	2,51493	2,28155	2,06133	1,90436	1,78503	1,61248	1,49118
$\overline{R}_5$	0,65407	0,51210	0,48805	0,43672	0,38842	0,35409	0,32807	0,29059	0,26437
$\overline{C}_1$	0,97207	1,34930	1,44139	1,68234	1,98692	2,27161	2,54142	3,04805	3,52233
$\overline{C}_2$	0,11838	0,14148	0,14635	0,15802	0,17091	0,18151	0,19052	0,20533	0,21730
$\overline{C}_3$	0,09048	0,11522	0,12083	0,13490	0,15156	0,16622	0,17942	0,20270	0,22303
$\overline{C}_4$	0,06736	0,08260	0,08592	0,09400	0,10320	0,11097	0,11773	0,12916	0,13867
$\overline{C}_5$	0,17596	0,22817	0,24017	0,27042	0,30654	0,33849	0,36737	0,41852	0,46334
M	0,23435	0,27592	0,28450	0,30473	0,32665	0,34430	0,35906	0,38277	0,40141

$N=8$; $\overline{R}_0=1$ **Продолжение табл. 5.58**

k	11,33	50,00	100.00	150,00	200,00	250,00	300,00	350,00	400.00
$\overline{R}_1$	7,69148	3,97459	2.94470	2,48495	2.20897	2,01934	1,87843	1,76820	1,67880
$\overline{R}_2$	2,73870	1,41734	1.03119	0.85626	0.75076	0.67817	0,62424	0,58211	0.54799
$\overline{R}_3$	1,30313	0,55692	0,37025	0,29201	0.24702	0,21711	0.19548	0,17895	0,16581
$\overline{R}_4$	24,35121	12,32779	9,18979	9.81977	7,00656	6,45163	6,04119	5,72124	5,46239
$\overline{R}_5$	3,82557	1,92801	1,38562	1,14287	0,99756	0.89812	0,82455	0,76726	0,72099
$\overline{R}_6$	1,76516	0,81096	0,55303	0.44127	0,37581	0.33178	0.29965	0,27493	0,25517
$\overline{R}_7$	0,54549	0,19805	0,12215	0,09229	0,07575	0,06508	0,05749	0,05180	0,04735
$\overline{R}_8^{**}$	18,24074	8,39575	5,91995	4.86261	4,24437	3,82740	3.52196	3,28582	3,09617
$\overline{R}_8^{*}$	4.49807	2,83064	2,24673	1,96185	1,78253	1.65536	1,55865	1,48163	1,41823
$\overline{R}_9^{*}$	5,97033	4.27043	3,62094	3,28870	3,07319	2.91697	2,79606	2,69837	2,61697
$\overline{R}_9^{**}$	0,74906	0,68104	0,64418	0,62183	0,60577	0,59324	0,58299	0,57432	0,56681
$\overline{C}_1$	0,25251	0,66315	1,04559	1,35984	1,63507	1,88403	2.11363	2.32813	2,53041
$\overline{C}_2$	0,07803	0,16195	0.23097	0,28441	0.32960	0.36947	0.40553	0,43870	0,46957
$\overline{C}_3$	0,03600	0,06812	0,09218	0,10981	0.12417	0.13649	0,14737	0.15720	0,16619
$\overline{C}_4=\overline{C}_8$	0,00755	0,01564	0.02157	0,02581	0,02918	0,03202	0.03450	0.03670	0,03870
$\overline{C}_5$	0.14111	0.34628	0,53557	0,69116	0,82780	0.95171	1,06627	1,17354	1,27491
$\overline{C}_6$	0.06714	0,13606	0,19229	0,23570	0.27237	0.30469	0,33391	0.36077	0,38576
$\overline{C}_7$	0,02390	0,04752	0,06733	0,08122	0.09257	0.10232	0,11096	0,11877	0,12592
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0,18389	0.19285	0.19829	0,20448	0.20448	0.20663	0,20854	0,21001	0,21139
M	0,03944	0,07503	0,09813	0,11338	0,12489	0.13419	0,14202	0,14878	0,15474

k	500.00	800,00	1000,00	1400,00	1600,00	2000,00	3000,00	4000,00	5000.00
$\overline{R}_1$	1,54095	1,29165	1,18998	1,05377	1,00480	0,92873	0,80688	0,73155	0,67863
$\overline{R}_2$	0,49552	0.40135	0,36334	0,31296	0,29503	0,26741	0,22389	0,19753	0.17931
$\overline{R}_3$	0,14605	0,11205	0,09890	0,08204	0,07621	0,06740	0,05400	0,04618	0,04094
$\overline{R}_4$	5.06428	4,34684	4,05481	3,66355	3.52276	3,30377	2,95179	2,73298	2.57849
$\overline{R}_5$	0,65008	0,52357	0,47282	0,40583	0,38207	0.34557	0,28829	0,25373	0,22992
$\overline{R}_6$	0,22529	0,17336	0,15311	0,12700	0,11793	0,10421	0,08328	0,07106	0,06285
$\overline{R}_7$	0,04077	0.02983	0,02575	0,02065	0,01893	0,01638	0.01260	0,01047	0,00908
$\overline{R}_8^{**}$	2,80714	2,29577	2,09175	1,82288	1,72753	1,58089	1,34991	1,20967	1,11243
$\overline{R}_8^{*}$	1,31879	1,13341	1,05562	0,94925	0,91037	0,84928	0,74955	0,68667	0,64189
$\overline{R}_9^{*}$	2.48734	2,23861	2.13111	1,98067	1,92459	1,83517	1,68540	1,58822	1,51757
$\overline{R}_9^{**}$	0,55430	0,52814	0.51586	0,49757	0,49039	0,47851	0,45731	0,44262	0,43142
$\overline{C}_1$	2,90598	3,87656	4,43835	5,43402	5,88540	6,72072	8,53756	10,10398	11,50627
$\overline{C}_2$	0,52959	0,66717	0,74656	0,88393	0,94501	1,05637	1,29227	1,48996	1,66328
$\overline{C}_3$	0,18227	0,22091	0,24176	0,27662	0,29170	0.31858	0,37333	0,41730	0,45466
$\overline{C}_4=\overline{C}_8$	0,04221	0,05038	0,05464	0.06158	0,06451	0.06964	0,07973	0,08753	0,09397
$\overline{C}_5$	1,46365	1,95443	2,24033	2,74994	2,98210	3,41339	4,35824	5,17920	5,91855
$\overline{C}_6$	0.43139	0,54565	0,60985	0,72093	0.77033	0,86037	1,05114	1,21104	1,35126
$\overline{C}_7$	0,13872	0,16954	0,18621	0,21411	0,22618	0,24773	0,29167	0,32700	0,35705
$\overline{C}_0=\overline{C}_0'$	0.21377	0.21899	0.22159	0,22526	0,22727	0,23007	0,23534	0,23922	0,24230
M	0.16489	0,18702	0,19783	0.21442	0,22110	0,23235	0.25304	0,26788	0,27944

Строки, помеченные * и **, относятся соответственно к схемам с равными нагрузками и минимальным числом элементов. Элементы без пометок используются в тех и других схемах ШФЦ.

ные значения параметров элементов и значения коэффициентов M для различных значений параметра k приведены в табл. 5.59. Параметры элементов рассчитаны таким образом, чтобы обеспечить максимально возможный уровень плоского усиления.

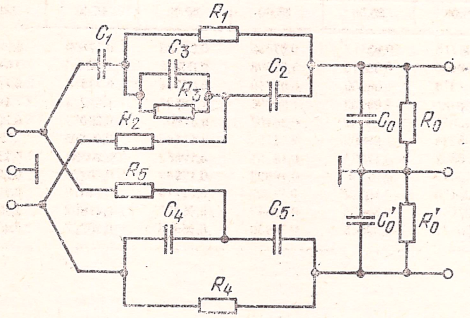


Рис. 5.40. Разветвленная ШФЦ при $N=4$

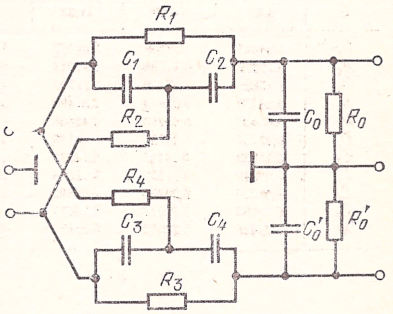


Рис. 5.41. Разветвленная ШФЦ при $N=5$

Таблица 5.59

Нормирование величины параметров элементов разветвленной дифференциальной схемы ШФЦ

$N=3$; $\overline{R}_0=\overline{R}_0'=1{,}0$; $\overline{C}_0=\overline{C}_0'=0{,}15915$

k	1,20	1,60	2,00	2,50	3,00	3,50	4,00	4,500	5,00
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	0,99689	0,97968	0,95679	0,92672	0,89774	0,87076	0,84593	0,82316	0,80226
$\overline{R}_2$	0,15935	0,15578	0,15103	0,14483	0,13887	0,13335	0,12830	0,12360	0,11946
$\overline{C}_1$	0,19950	0,20265	0,20700	0,21304	0,21921	0,22531	0,23125	0,23699	0,24253
$\overline{C}_2$	0,79925	0,81901	0,84673	0,88585	0,92680	0,96813	1,00923	1,04980	1,08970
$\overline{C}_3$	0,15965	0,16245	0,16634	0,17173	0.17728	0,18277	1,18814	0,19334	0,19838
M	0,50077	0,50513	0,51104	0,51901	0.52694	0,53454	0,54173	0,54849	0,55485

k	5,50	6,00	6,50	7,00	7.50	8,00	9,00	10,00	11,33
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	0,78303	0,76530	0,74888	0,73364	0,71944	0,70618	0,68208	0,66070	0,63570
$\overline{R}_2$	0,11559	0,11204	0,10877	0,10574	0,10293	0,10032	0,09559	0,09143	0,08660
$\overline{C}_1$	0,24788	0,25304	0,25802	0,26283	0,26749	0,27201	0,28064	0,28880	0,29901
$\overline{C}_2$	1,12890	1,16737	1,20513	1,24221	1,27862	1,31440	1,38420	1,45182	1,53874
$\overline{C}_3$	0,20325	0,20796	0,21252	0,21693	0,22121	0,22537	0,23333	0,24088	0,25036
M	0,56084	0,56647	0,57179	0,67681	0,58158	0,58610	0,59450	0,60215	0,61135

$N=4$; $\overline{R}_0=\overline{R}_0'=1.0$

k	2,00	5,00	6,00	7.00	8,00	9,00	10,00	11,33	12,00
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	1,73276	1,47073	1,40784	1.35390	1,30706	1,26590	1,22936	1,18656	1,16710
$\overline{R}_2=\overline{R}_4$	0,31670	0,25996	0,24643	0,23485	0,22483	0,21659	0,20827	0,19919	0,19507
$\overline{C}_1$	0.06547	0,07352	0,07578	0.07786	0,07976	0,08152	0,08316	0,08518	0,08613
$\overline{C}_2$	0.20652	0,24701	0,25924	0.27704	0,28158	0.29186	0,30163	0,31394	0,31988
$\overline{C}_3$	0,22350	0,26802	0,28163	0.29423	0,30609	0,31731	0,32797	0,34136	0,34781
$\overline{C}_4$	0,70496	0,90113	0.96335	1,02310	1,08057	1,13597	1,18950	1,25810	1,29165
$\overline{C}_0$	0,08614	0,08332	0,08256	0.08187	0,08124	0,08067	0,08014	0,07950	0,07920
$\overline{C}_0'$	0,29405	0,30398	0,30680	0.30938	0,31177	0,31398	0,31605	0,31860	0,31981
M	0,36592	0,40473	0,41530	0,42482	0,43345	0,44132	0,44855	0,45733	0,46144

k	14,00	16,00	18.00	20,00	26,00	30.00	35,00	40,00	50,00
$\overline{R}_1=\overline{R}_3$	1,11570	1,07229	1,03495	1,00235	0,92466	0,88447	0,84292	0,80839	0,75368
$\overline{R}_2=\overline{R}_4$	0,18422	0,17510	0,16728	0,16048	0,14440	0,13615	0,12768	0,12069	0,10973
$\overline{C}_1$	0,08877	0,09114	0,09330	0,09528	0,10042	0,10333	0,10656	0,10943	0,11435
$\overline{C}_2$	0,33667	0,35299	0,36691	0,38070	0,41805	0,44035	0,46598	0,48960	0,53213
$\overline{C}_3$	0,36603	0,38294	0,39874	0,41360	0,45376	0,47765	0,50504	0,53023	0,57552
$\overline{C}_4$	1,38823	1,48012	1,56802	1,65247	1,88897	2,03538	2,20842	2,37231	2,67827
$\overline{C}_0$	0,07837	0,07764	0,07698	0,07639	0,07487	0,07402	0,07310	0,07230	0,07094
$\overline{C}_0'$	0,32317	0,32622	0,32901	0,33158	0,33831	0,34217	0,34647	0,35033	0,35704
M	0,47265	0,48255	0,49141	0,49941	0,51957	0,53065	0,54261	0,55297	0,57022

$N=5$; $\overline{R}_0=\overline{R}_0'=1{,}0$; $\overline{C}_0=\overline{C}_0'=0{,}15915$

k	5,00	10,00	11,33	15,00	20,00	25,00	30,00	40,00	50,00
$\overline{R}_1$	1,34441	1,12489	1,08742	1,00715	0,93117	0,87682	0,83536	0,77509	0,73241
$\overline{R}_2$	0,16372	0,11795	0,11041	0,09460	0,08010	0,07006	0,06262	0,05221	0,04518
$\overline{R}_3$	1,75895	1,38128	1,31709	1,17978	1,05005	0,95748	0,88704	0,78516	0,71358
$\overline{R}_4$	3,26709	2,62413	2,51493	2,28155	2,06133	1,90436	1,78503	1,61248	1,49118
$\overline{R}_5$	0,65407	0,51210	0,48805	0,43672	0,38842	0,35409	0,32807	0,29059	0,26437
$\overline{C}_1$	0,97207	1,34930	1,44139	1,68234	1,98692	2,27161	2,54142	3,04805	3,52233
$\overline{C}_2$	0,11838	0,14148	0,14635	0,15802	0,17091	0,18151	0,19052	0,20533	0,21730
$\overline{C}_3$	0,09048	0,11522	0,12083	0,13490	0,15156	0,16622	0,17942	0,20270	0,22303
$\overline{C}_4$	0,06736	0,08260	0,08592	0,09400	0,10320	0,11097	0,11773	0,12916	0,13867
$\overline{C}_5$	0,17596	0,22817	0,24017	0,27042	0,30654	0,33849	0,36737	0,41852	0,46334
M	0,23435	0,27592	0,28450	0,30473	0,32665	0,34430	0,35906	0,38277	0,40141

Раздел 6

Перестраиваемые фильтры и корректоры

■

6.1. КОНСТРУИРОВАНИЕ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ФУНКЦИЙ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ФИЛЬТРОВ И КОРРЕКТОРОВ

Изменение частотных (временны́х) характеристик электрической цепи, при котором каждому вектору значений параметров элементов цепи соответствует определенная характеристика (либо их совокупность) этой цепи, называется перестройкой или управлением частотными (временны́ми) характеристиками.

Функция перестраиваемой цепи $F(\theta, y)$ зависит от частоты $\theta = \omega$ (времени $\theta = t$) и управляющего параметра y. Физически в зависимости от конкретных обстоятельств y может быть размерной или безразмерной величиной и иметь смысл сопротивления, напряжения, тока или их отношений

При перестройке функции электрической цепи $F(\theta, y)$ изменяются ее коэффициенты $\vec{A} = \{A_0, A_1, \ldots, A_n\}$ за счет вариации параметров некоторых элементов схемы $R_i = R(y)$ или $C_i = C(y)$.

Конструирование передаточных функций перестраиваемых цепей заключается в выборе схемной функции, изменение коэффициентов которой обеспечивает требования по перестройке, и в расчете коэффициентов функции для каждого значения перестраиваемого параметра.

Исходную передаточную функцию перестраиваемой цепи при каскадно-развязанной реализации будем представлять в виде произведения сомножителей первого и второго порядков

$$T(p) = \prod_i \frac{b_{i1}p + b_{i0}}{p + a_{i0}} \prod_j \frac{b_{j2}p^2 + b_{j1}p + b_{j0}}{p^2 + a_{j1}p + a_{j0}}.$$

Множители второго порядка могут быть представлены через параметры нулей и полюсов

$$T(p) = M_i \frac{p^2 + (\omega_{zi}/Q_{zi})\,p + \omega_{zi}^2}{p^2 + (\omega_{pi}/Q_{pi})\,p + \omega_{pi}^2}.$$

При перестройке, т. е. при изменении управляющего параметра y, изменяются коэффициенты передаточной функции

$$T(p, y) = \prod_i \frac{B_{i1}(y)\,p + B_{i0}(y)}{p + A_{i0}(y)} \prod_j M_i \frac{p^2 + B_{j1}(y)\,p + B_{j0}(y)}{p^2 + A_{j1}(y)\,p + A_{j0}(y)}$$

или параметры нулей и полюсов

$$T(p, y) = \prod_i \frac{B_{i1}(y)\,p + B_{i0}(y)}{p + A_{i0}(y)} \prod_j M_j \frac{p^2 + [\omega_{zj}(y)/Q_{zj}(y)]\,p + \omega_{zj}^2(y)}{p^2 + [\omega_{pj}(y)/Q_{pj}(y)]\,p + \omega_{pj}^2(y)}$$

по законам, зависящим от требований к перестраиваемым характеристикам.

Различные требования к характеристикам электрической цепи при их перестройке порождают различные виды перестройки. Будем различать масштабную, полосовую и полную перестройки.

В зависимости от требований к перестраиваемым характеристикам ARC-цепей по табл. 6.1 можно определить вид перестройки, законы изменения коэффициентов или параметров Q_p, Q_z, ω_p, ω_z передаточных функций звеньев и предъявить на этой основе требование к структурам ARC-звеньев, реализующих эти функции.

В табл. 6.1 представлены графики изменения частотных характеристик фильтров, линий задержки и корректоров при различных видах перестройки, исходные передаточные функции $T_0(p)$, законы изменения их коэффициентов и параметров нулей и полюсов.

Масштабная перестройка характеризуется тем, что в результате управляющего воздействия смещается характеристика цепи по оси частот. В этом случае нули и полюсы передаточной функции перемещаются по лучам, исходящим из начала координат комплексной плоскости, причем в процессе перестройки сохраняется подобие их дислокации при любых значениях управляющего параметра y.

При масштабной перестройке фильтров нижних (ФНЧ) и верхних частот (ФВЧ) (строки 1, 2) в качестве функций цепи используют частотные зависимости затухания $a(\omega)$, а перестраиваемым параметром является частота среза $\omega_\varkappa$. Перестройка без изменения коэффициентов прямоугольности ($K_{\text{пр}} = \omega_k/\omega_\varkappa$ либо $K_{\text{пр}} = \omega_\varkappa/\omega_k$) требует одновременного изменения двух коэффициентов в сомножителе второго порядка и одного коэффициента в сомножителе первого порядка передаточных функций, если не контролировать уровень плоского затухания. Если же уровень плоского затухания контролируется, то число перестраиваемых коэффициентов будет равно трем для множителей второго и двум для множителей первого порядков.

Добротности полюсов и нулей Q_p и Q_z при масштабной перестройке не изменяются, а частоты нулей и полюсов ω_z и ω_p изменяются пропорционально воздействующему параметру y.

Масштабная перестройка может осуществляться и в полосовых фильтрах, если они составлены из фильтров нижних и верхних частот. При перестройке в таких фильтрах центральной частоты без изменения ширины полосы пропускания частоты среза ФНЧ и ФВЧ необходимо изменять по следующим законам

$$\omega_{\varkappa\text{НЧ}}(y) = \omega_{\varkappa\text{НЧ}}\, y - \Delta\omega\,(y-1),\quad \omega_{\varkappa\text{ВЧ}} = \omega_{\varkappa\text{ВЧ}}\, y + \Delta\omega\,(y-1),\quad \text{где}\ \ \Delta\omega = \omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa}.$$

Если в полосовых фильтрах при изменении центральной частоты допустить изменение полосы пропускания с сохранением коэффициента прямоугольности и относительной полосы пропускания $\Delta\omega/\omega_0$, то законы изменения коэффициентов множителей второго порядка аналогичны случаям масштабной перестройки ФНЧ и ФВЧ (строка 6).

При использовании функций с нулями передачи возникает необходимость еще в одном переменном коэффициенте числителя передаточной функции (строки 4, 5). При масштабной перестройке фильтров с нулями передачи изменение всех коэффициентов должно осуществляться синхронно по законам, представленным в строках 4, 5. В других случаях (например, при перестройке коэффициента прямоугольности) изменение коэффициентов числителя и знаменателя передаточных функций должно осуществляться для каждого по своему закону.

Для низкочастотных линий задержки с управляемым групповым временем прохождения

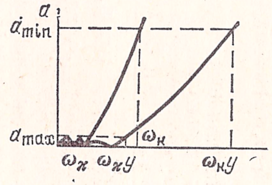
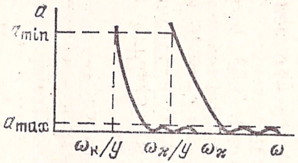
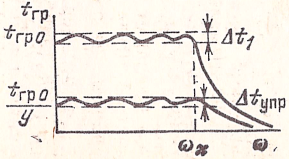
$$t_{\text{гр}}(\omega, y) = 2\sum \frac{B_i(y)}{A_i(y) + \omega^2} + 2\sum \frac{A_{j1}(y)\,[A_{j0}(y) + \omega^2]}{[A_{j0}(y) - \omega^2]^2 + A_{j0}^2(y)\,\omega^2}$$

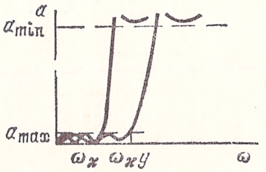
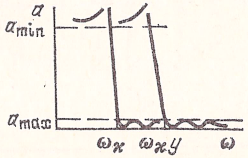
или рабочей фазой $b(\omega, y)$ исходная передаточная функция $T_0(p)$ определяется по методике, изложенной в разд. 3. Законы перестройки коэффициентов этой функции при перестройке группового времени прохождения указаны в табл. 6.1 (строка 3). Частота нуля ω_z и полюса ω_p, а также их добротности (Q_p и Q_z) в этом случае изменяются синхронно. Здесь также имеет место масштабная перестройка; при этом требуются четыре перестраиваемых коэффициента в каждом звене второго порядка и два — в звене первого порядка (плоский уровень затухания не меняется).

Полосовая перестройка характеризуется изменением параметров реактанского преобразования ($\Delta\omega$ и ω_0 либо одновременно, либо раздельно) пропорционально величине воздействия y. При этом в результате управляющего воздействия изменяется либо полоса пропускания (задерживания), либо центральная частота без изменения коэффициента прямоугольности.

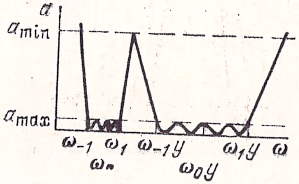
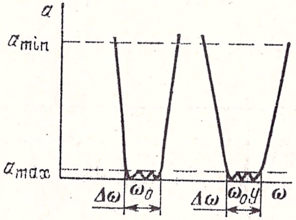
Таблица 6.1

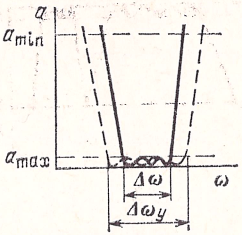
Передаточные функции и графики частотных характеристик и перестраиваемых фильтров и корректоров

№ п/п	Вид цепи	Вид перестройки	Вид перестраиваемых характеристик	Передаточные функции и законы изменения коэффициентов и параметров нулей и полюсов	Примечания
1	ФНЧ	Масштабная		$T_0(p)=\prod_{i=1}^{l}\frac{b_i}{p+a_i}\prod_{i=1}^{m}\frac{b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}$; $A_i(y)=a_i y$; $A_{i1}(y)=a_{i1}y$; $A_{i0}(y)=a_{i0}y^2$; $T_0(p)=\prod_{i=1}^{l}\frac{b_i}{p+a_i}\prod_{i=1}^{m}\frac{b_{i0}}{p^2+\omega_{pi}p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2}$ $\omega_p(y)=\omega_{pi}y$, $Q_p(y)=Q_{pi}=\text{const}$	При постоянстве плоского уровня затухания $B_i(y)=b_i y$; $B_{i0}(y)=b_{i0}y^2$
2	ФВЧ			$T_0(p)=\prod_{i=1}^{l}\frac{pb_i}{p+a_i}\prod_{i=1}^{m}\frac{b_{i2}p^2}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}$; $A_i(y)=a_i y$; $A_{i1}(y)=a_{i1}y$; $A_{i0}=a_{i0}y^2$; $T_0(p)=\prod_{i=1}^{l}\frac{pb_i}{p+a_i}\prod_{i=1}^{m}\frac{b_{i2}p^2}{p^2+\omega_{pi}p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2}$; $A_i(y)=a_i y$; $Q_p(y)=\text{const}$, $\omega_p(y)=\omega_p y$	При постоянстве плоского уровня затухания $B_i(y)=b_i$; $B_{i2}(y)=b_{i2}$
3	НЧЛЗ			$T_0(p)=\prod_{i=1}^{l}\frac{b_i-p}{a_i+p}\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2-pb_{i1}+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}$;	Исходному значению $t_{гр0}$ соответствует $y=1$

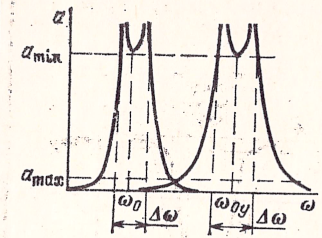
				$T_0(p)=\prod_{i=1}^{l}\frac{b_i-p}{a_i+p}\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2-(\omega_{zi}/Q_{zi})\,p+\omega_{zi}^2}{p^2+(\omega_{pi}/Q_{pi})\,p+\omega_{pi}^2}$ $A_{i1}(y)=B_{i1}(y)=a_{i1}y;\ B_{i0}(y)=A_{i0}(y)=b_{i0}y^2;$ $\omega_z(y)=\omega_p(y)=\omega_p y;\ Q_z(y)=Q_p(y)=Q=\mathrm{const}$	
4	ФНЧ	Масштабная		$T_0(p)=\prod_{j=1}^{l}\frac{b_j}{p+a_j}\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}};$ $A_j(y)=a_j y;\ B_{i0}(y)=b_{i0}y^2;\ A_{i1}(y)=a_{i1}y;$ $A_{i0}(y)=a_{i0}y^2$ $T_0(p)=\prod_{j=1}^{l}\frac{b_j}{p+a_j}\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2+\omega_{zi}^2}{p^2+\omega_{pi}\,p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2};$ $A_j(y)=a_j y;\ \omega_{zi}(y)=\omega_{zi}y;\ \omega_{pi}(y)=\omega_{pi}y;$ $Q_{pi}(y)=Q_{pi}=\mathrm{const}$	При постоянстве плоского уровня затухания $B_{i0}(y)=b_{i0}y^2$
5	ФВЧ			$T_0(p)=\prod_{j=1}^{l}\frac{b_j p}{p+a_j}\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}};$ $A_j(y)=a_j y;\ A_{i1}=a_{i1}y;\ A_{i0}(y)=a_{i0}y^2;$ $B_{i0}(y)=b_{i0}y^2;$ $T_0(p)=\prod_{j=1}^{l}\frac{b_j p}{p+a_j}\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2+\omega_{zi}^2}{p^2+\omega_{pi}\,p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2};$ $A_i(y)=a_i y;\ \omega_{zi}(y)=\omega_{zi}y;\ \omega_{pi}(y)=\omega_{pi}y;$ $Q_p(y)=Q_{pi}=\mathrm{const}$	При постоянстве плоского уровня затухания $B_i(y)=b_i y$

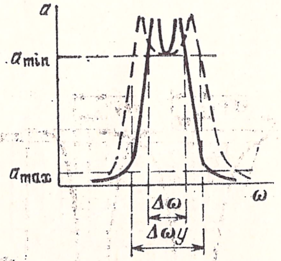
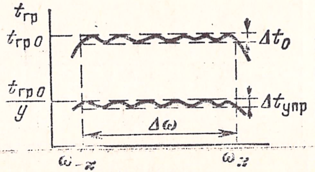
Продолжение табл. 6.1

№ п/п	Вид цепи	Вид перестройки	Вид перестраиваемых характеристик	Передаточные функции и законы изменения коэффициентов и параметров нулей и полюсов	Примечания
6	ПФ	Масштабная		$T_0(p)=\prod\limits_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+a'_{i1}p+a'_{i0}}\,\frac{p}{p^2+a''_{i1}p+a''_{i0}}$; $A'_{i1}(y)=a'_{i1}y$; $A''_{i1}(y)=a''_{i1}y$; $A'_{i0}(y)=a'_{i0}y^2$; $A''_{i0}(y)=a''_{i0}y^2$; $T_0(p)=\prod\limits_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+\omega'_{pi}\,p/Q'_{pi}+\omega'^{2}_{pi}}\times$ $\times\frac{}{p^2+\omega''_{pi}\,p/Q''_{pi}+\omega'^{2}_{pi}}$; $\omega'_{pi}(y)=\omega'_{pi}y$; $\omega''_{pi}(y)=\omega''_{pi}y$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod\limits_{i=1}^{m}\frac{1}{\Lambda^2+\alpha_{i1}\Lambda+\alpha_{i0}}$, где $\Lambda_i=-\Sigma_i\pm j\Omega_i$; $\alpha_{i0}=\Sigma_i^2+\Omega_i^2$; $\alpha_{i1}=2\Sigma_i$ При постоянстве плоского уровня затухания $M_i(y)=M_i y^2$
7	ПФ	Полосовая		$T_0(p)=\prod\limits_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+a'_{i1}p+a_{i0}}\,\frac{p}{p^2+a'_{i1}p+a''_{i0}}$. 1. $\omega_0/\Delta\omega>1$; $A'_{i0}(y)=(a'_{i0}+d-q)\,y^2-dy+q$; $A''_{i0}(y)=(a''_{i0}-d-q)\,y^2+dy+q$. 2. $\omega_0/\Delta\omega<1$; $A'_{i0}(y)=a'_{i0}$; $A'_{i1}(y)=a'_{i0}$; $A''_{i0}(y)=a''_{i0}y^4$; $A''_{i1}(y)=a''_{i1}y^2$; $c=\omega_0^2$; $d=\omega_0\Delta\omega\Omega_i$; $q=\Delta\omega^2(\alpha_{i0}/4)$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod\limits_{i=1}^{m}1/(\Lambda^2+\alpha_{i1}\Lambda+\alpha_{i0})$; $\alpha_{i1}=2\Sigma_i$; $\alpha_{i0}=\Omega_i^2+\Sigma_i^2$; $\Lambda_i=-\Sigma_i\pm j\Omega_i$

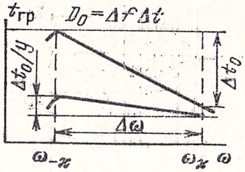
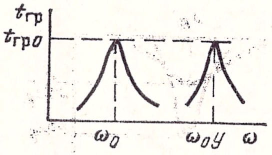
8				$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}=$ $=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+\omega_{pi}\,p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2}$; $A_{i1}(y)=a_{i1}$; $A_{i0}(y)=a_{i0}\,y^2$; $\omega_{pi}(y)=\omega_{pi}\,y$; $Q_{pi}(y)=Q_{pi}$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{1}{\Lambda+\alpha_i}$
9	ПФ	Полосовая		$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+a'_{i1}p+a'_{i0}}\;\frac{p}{p^2+a''_{i1}p+a''_{i0}}$. 1. $\omega_0/\Delta\omega<1$; $A'_{i1}(y)=a'_{i1}\,y$; $A'_{i0}=a'_{i0}\,y^2$; $A'_{i1}(y)=a''_{i1}/y$; $A''_{i1}(y)=a''_{i0}/y^2$. 2. $\omega_0/\Delta\omega>1$; $A'_{i1}(y)=a'_{i1}\,y$; $A''_{i1}(y)=a''_{i1}\,y$; $A'_{i0}(y)=(a'_{i0}-d-c)\,y^2+dy+c$; $A''_{i0}(y)=$ $=(a''_{i0}+d-c)\,y^2-dy+c$; $d=\Delta\omega\omega_0\,\Omega_i$; $c=\omega_0^2$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{\Lambda}{\Lambda^2+\alpha_{i1}\,\Lambda+\alpha_{i0}}$, где $\Lambda_i=-\Sigma_i\pm j\Omega_i$; $\alpha_{i1}=$ $=2\Sigma_i$, $\alpha_{i0}=\Sigma_i^2+\Omega_i^2$
10	ПФ			$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}=$ $=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p}{p^2+\omega_{pi}\,p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2}$; $A_{i1}(y)=a_{i1}\,y$; $A_{i0}(y)=a_{i0}$; $Q_{pi}(y)=Q_{pi}/y$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{1}{\Lambda+\alpha_i}$

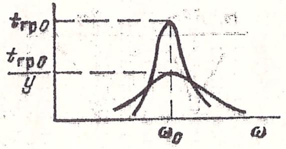
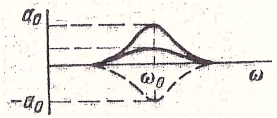
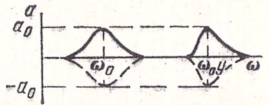
Продолжение табл. 6.1

№ п/п	Вид цепи	Вид перестройки	Вид перестраиваемых характеристик	Передаточные функции и законы изменения коэффициентов и параметров нулей и полюсов	Примечания
11	РФ	Полосовая		$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p^2+b'_{i0}}{p^2+a'_{i1}p+a'_{i0}} \frac{p^2+b''_{i0}}{p^2+a''_{i1}p+a''_{i0}}$; $B'_{i0}(y)=b'_{i0}y^2$; $B''_{i0}(y)=b''_{i0}y^2$; $A'_{i0}(y)=(a'_{i0}-d-q)y^2+qy+d$; $A''_{i0}(y)=(a''_{i0}-d+q)y^2-qy+d$; $d=\Delta\omega^2\,\Omega_i/4\alpha_{i0}$; $q=\omega_0\,\Omega_i\,\Delta\omega/\alpha_{i0}$ $B'_{i0}(y)=\left(b'_{i0}-\frac{\omega_0\,\Delta\omega}{\sqrt{\beta_{i0}}}\right)y^2+\frac{\omega_0\,\Delta\omega}{\sqrt{\beta_{i0}}}y$, $B''_{i0}(y)=\left(b''_{i0}+\frac{\omega_0\,\Delta\omega}{\sqrt{\beta_{i0}}}\right)y^2-\frac{\omega_0\,\Delta\omega}{\sqrt{\beta_{i0}}}y$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2+\beta_{i0}}{\Lambda^2+\alpha_{i1}\Lambda+\alpha_{i0}}$, где $\Lambda_i=-\Sigma_i\pm j\Omega_i$; $\alpha_{i1}=2\Sigma_i$, $\alpha_{i0}=\Sigma_i^2+\Omega_i^2$
12	РФ			$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p^2+\omega_{zi}^2}{p^2+\omega_{pi}\,p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2}$; $B_{i0}(y)=b_{i0}y^2$; $A_{i0}(y)=a_{i0}y^2$; $A_{i1}(y)=a_{i1}y$; $\omega_{zi}(y)=\omega_{zi}y$; $\omega_{pi}(y)=\omega_{pi}y$; $Q_{pi}(y)=Q_{pi}/y$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{1}{\Lambda+\alpha_i}$
13	РФ			$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p^2+b'_{i0}}{p^2+a'_{i1}p+a_{i0}} \frac{p^2+b''_{0i}}{p^2+a'_{i1}p+a''_{0i}}$;	Передаточная функция НЧ-прототипа

				$A'_{i1}(y)=a'_{i1}y$; $A''_{i1}(y)=a''_{i1}y$; $A'_{i0}(y)=(a'_{i0}+q-\omega_0^2)y^2-qy+\omega_0^2$; $A''_{i0}(y)=(a''_{i0}-q-\omega_0^2)y^2+qy+\omega_0^2$; $q=\omega_0\Delta\omega\Omega_i/\alpha_{i0}$ $B'_{i0}(y)=b'_{i0}+\left(\frac{\omega_0\Delta\omega}{\sqrt{\beta_{i0}}}\right)(y-1)$, $B''_{i0}(y)=b''_{i0}+\frac{\omega_0\Delta\omega}{\sqrt{\beta_{j0}}}(1-y)$	$T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{p^2+\beta_{i0}}{\Lambda^2+\alpha_{i1}\Lambda+\alpha_{i0}}$, где $\Lambda_i=-\Sigma_i\pm j\Omega_i$; $\alpha_{i1}=2\Sigma_i$, $\alpha_{i0}=\Sigma_i^2+\Omega_i^2$
14		Полосовая		$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m}M_i\frac{p^2+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}=\prod_{i=1}^{m}M_i\frac{p^2+\omega_{zi}^2}{p^2+\omega_{pi}p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2}$; $B_{i0}(y)=b_{i0}$; $A_{i1}(y)=a_{i1}y$; $A_{i0}(y)=a_{i0}$; $\omega_{zi}(y)=\omega_{zi}$; $\varphi_{pi}(y)=\omega_{pi}$; $Q_{pi}(y)=Q_{pi}/y$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{1}{\Lambda+\alpha_i}$
15	Полосовая ЛЗ	Полосовая		$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m}M_i\frac{p^2-b'_{i1}p+b'_{i0}}{p^2+a'_{i1}p+a'_{i0}}\frac{p^2-b''_{i1}p+b''_{i0}}{p^2+a''_{i1}p+a''_{i0}}$; $A'_{i1}(y)=B'_{i1}(y)=a'_{i1}y$; $A''_{i1}(y)=B''_{i1}(y)=a''_{i1}y$; $A'_{i0}(y)=B'_{i0}(y)=(a'_{i0}-c+d)y^2-dy+c$; $A''_{i0}(y)=B''_{i0}(y)=(a''_{i0}-c-d)y^2+dy+c$; $c=\omega_0^2$; $d=2(\Omega_i/\Omega_0)\Delta\omega\omega_0$; $\Omega_0=\Delta\omega t_{гр0}/4$	Передаточная функция НЧ прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{\Lambda^2-\alpha_{i1}\Lambda+\alpha_{i0}}{\Lambda^2+\alpha_{i1}\Lambda+\alpha_{i0}}$, каждому полюсу $\Lambda_i=-\Sigma_i\pm j\Omega_i$ соответствует пара полюсов $p_{i,i+1}=(\Delta\omega/\Omega_0)\Lambda_i\pm j\omega_0$, где $\omega_0=\sqrt{\omega_{-x}\omega_x}$

Продолжение табл. 6.1

№ п/п	Вид цепи	Вид перестройки	Вид перестраиваемых характеристик	Передаточные функции и законы изменения коэффициентов и параметров нулей и полюсов	Примечания
16	ДЛЗ	Полосовая		$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p^2-b_{i1}p+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}=$ $=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p^2-\omega_{zi}p/Q_{zi}+\omega_{zi}^2}{p^2+\omega_{pi}p/Q_{pi}+\omega_{pi}^2}$; $B_{i0}(y)=A_{i0}(y)=a_{i0}$; $A_{i1}(y)=B_{i1}(y)=a_{i1}y$; $\omega_{zi}(y)=\omega_{pi}(y)=\text{const}$; $Q_{zi}(y)=Q_{pi}(y)=Q_{pi}/y$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\prod_{i=1}^{m}\frac{-\Lambda+\alpha_i}{\Lambda+\alpha_i}$; $\Lambda=\frac{\Omega_0}{\Delta\omega}\,\frac{p^2+\omega_0^2}{p}$
17				$T_0(p)=\prod_{i=1}^{m} M_i \frac{p_2-b_{i1}p+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{\ 0}}$; $A_{i1}(y)=B_{i1}(y)=a_{i1}\sqrt{y}$; $A_{i0}(y)=B_{i0}(y)=$ $=a_{i0}+d(y-1)+c(\sqrt{y}-1)$; $d=\Delta\omega^2[(\Omega_i-1)^2+$ $+\Sigma_i^2]$; $c=2\Delta\omega(\Omega_i-1)\omega_{-\varkappa}$	Каждому полюсу $\Lambda_i=$ $=-\Sigma_i\pm j\,\Omega_i$ соответствует пара полюсов $p_{i,i+1}=$ $=-\Sigma_i\,\Delta\omega\pm j\,[(\Omega_i-1)\times$ $\times\,\Delta\omega+\omega_{-\varkappa}]$
18	Фазовый корректор			$T_0(p)=\frac{p^2-b_1p+b_0}{p^2+a_1p+a_0}=\frac{p^2-\omega_z p/Q_z+\omega_z^2}{p^2+\omega_p p/Q_p+\omega_p^2}$; $B_0(y)=A_0(y)=a_0y^2$; $A_1(y)=B_1(y)=a_1$; $\omega_z(y)=\omega_z y$; $\omega_p(y)=\omega_p y$; $Q_p(y)=Q_p y=Q_z(y)$	Передаточная функция НЧ-прототипа $T(\Lambda)=\frac{-\Lambda+\alpha}{\Lambda+\alpha}$, где $\Lambda=\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\,\frac{p^2+\omega_0^2}{p}$

19	Амплитудный корректор	Частная		$T_0(p)=\frac{p^2-b_1p+b_0}{p^2+a_1p+a_0}=\frac{p^2-\omega_z p/Q_z+\omega_z^2}{p^2+\omega_p p/Q_p+\omega_p^2}$; $A_0(y)=B_0(y)=a_0$; $A_1(y)=B_1(y)=a_1 y$; $\omega_z(y)=\omega_p(y)=\text{const}$; $Q_z(y)=Q_p(y)=Q/y$	
20				$T_0(p)=\frac{p^2+b_{i1}p+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}=\frac{p^2+p\omega_z/Q_z+\omega_z^2}{p^2+p\omega_p/Q_p+\omega_p^2}$; $A_{i0}(y)=B_{i0}(y)=a_{i0}$; $A_{i1}(y)=a_{i1}y$; $B_{i1}(y)=b_{i1}/y$; $\omega_z(y)=\omega_p(y)=\text{const}$; $Q_z(y)=Q_z y$; $Q_p(y)=Q_p/y$	
21				$T_0(p)=\frac{p^2+b_{i1}p+b_{i0}}{p^2+a_{i1}p+a_{i0}}=\frac{p^2+p\omega_z/Q_z+\omega_z^2}{p^2+p\omega_p/Q_p+\omega_p^2}$; $A_{i0}(y)=B_{i0}(y)=a_{i0}y^2$; $A_{i1}(y)=a_{i1}$; $B_{i1}(y)=b_{i1}$; $\omega_z(y)=\omega_p(y)=\omega_p y$	$Q_z(y)=\text{const}$; $Q_p(y)=\text{const}$

Полосовая перестройка характеристик фильтров (строки 7—14) осуществляется изменением коэффициентов передаточных функций или параметров по законам, зависящим от способа построения исходной передаточной функции и соотношения между ω_0 и $\Delta\omega_0$.

Так, в случае построения полосовых (строки 7, 9) или режекторных (строки 11, 13) фильтров на звеньях второго порядка (передаточная функция образуется из функций второго порядка НЧ-прототипа в результате применения реактансного преобразования частоты) законы перестройки коэффициентов при $\omega_0/\Delta\omega < 1$ достаточно просты и требуются изменения по одному коэффициенту в сомножителях второго порядка. При $\omega_0/\Delta\omega > 1$ в случае перестройки центральной частоты ω_0 законы изменения коэффициентов несколько усложняются (строки 7, 11), а при перестройке ширины полосы пропускания (задерживания) возрастает их число до двух в каждом сомножителе второго порядка (строки 9, 13).

При образовании передаточных функций полосовых и режекторных фильтров из функций первого порядка НЧ-прототипа, что в результате реактансного преобразования приводит к сомножителям второго порядка (строки 8, 10, 12, 14), законы перестройки коэффициентов и параметров полюсов также достаточно просты. Поэтому во многих случаях оправдано применение таких звеньев с целью упрощения перестройки. Следует только отметить, что общее число управляемых коэффициентов может значительно возрасти по сравнению с функциями, образованными из функций второго порядка НЧ-прототипа. При полосовой перестройке центральной частоты ω_0 в полосовых и режекторных фильтрах (строки 7, 8, 11, 12) обеспечивается постоянство полосы пропускания, а полоса мешания изменяется, поскольку коэффициент прямоугольности остается неизменным.

При полосовой перестройке группового времени прохождения или рабочей фазы в полосовых линиях задержки происходит изменение коэффициентов передаточной функции или параметров полюсов по законам, зависящим от выбора исходной функции. Если передаточная функция строится из сомножителей второго порядка, образованных из функций НЧ-прототипа первого порядка с использованием реактансного преобразования вида $\Lambda = (\omega_0/\Delta\omega)\,[(p^2 + \omega_0^2)/p]$, где $\omega_0 = \Delta\omega t_0/2$, $\Delta\omega = \omega_\varkappa - \omega_{-\varkappa}$, $\omega_0 = \sqrt{\omega_\varkappa \omega_{-\varkappa}}$, то законы изменения коэффициентов достаточно просты (строка 16) и число изменяемых коэффициентов равно порядку функции n. Если же для образования передаточной функции полосовой линии задержки используется метод смещения нулей полиномов Гурвица (см. 3.9), то законы изменения коэффициентов будут иметь вид, отображенный в строке 15. Число изменяющихся коэффициентов в этом случае в каждом звене равно двум, однако при реализации сложных линий задержки общее число их может быть меньше, чем при реализации функций строки 16.

При изменении коэффициента дисперсии $D(y) = \Delta f/\Delta t(y)$ в дисперсионных линиях задержки (ДЛЗ) также используется полосовая перестройка. Законы изменения коэффициентов передаточной функции при перестройке наклона группового времени представлены в строке 17. При необходимости перестройки коэффициента дисперсии ДЛЗ с линейно-возрастающей функцией группового времени изменяется только знак перед коэффициентом c в выражении для коэффициентов $A_{i0}(y)$ и $B_{i0}(y)$. Законы изменения коэффициентов значительно упрощаются при $\Delta\omega = \omega_{-\varkappa}$. Коэффициенты числителя и знаменателя функций строк 15—17 при перестройке должны изменяться синхронно.

Полная перестройка характеризуется тем, что различным значениям параметра y соответствуют различные, не связанные между собой, изменения характеристик (например, одновременные изменения ширины полосы пропускания (мешания) и центральной частоты полосовых и режекторных фильтров).

Такая перестройка присуща также корректирующим цепям, в которых возникает необходимость в независимом изменении например, максимума АЧХ и частоты его расположения. С целью определения законов изменения коэффициентов функций корректирующих цепей или параметров полюсов полная перестройка разделена на частные случаи.

В строках 18—21 таблицы представлены варианты полной перестройки, используемые в фазовых и амплитудных корректорах. Для управления максимумов группового времени прохождения в функции второго порядка необходимо изменять коэффициенты при первой степени переменного p. Если же требуется управлять частотой, на которой расположен этот максимум, то необходимо изменить по соответствующим законам свободные коэффициенты.

При перестройке амплитудных корректоров, реализующих функцию второго порядка, возникают задачи изменения максимального (минимального) затухания на частоте ω_0 и частоты расположения этого максимума (минимума). В первом случае варьируемыми являются коэффициенты при первой степени переменного p, во втором — свободные коэффициенты, причем в случае перестройки амплитуды коэффициенты числителя и знаменателя передаточной функции должны изменяться в разные стороны, а при перестройке частоты — в одну.

Конструирование передаточных функций перестраиваемых фильтров и линий задержки сводится к следующему[1]):

1. По заданным величинам (ω_0, $\Delta\omega$, $a_{\max}$, $a_{\min}$, $\omega_{\varkappa}$, $\omega_{-\varkappa}$, $t_{\text{гр}0}$, D_0) определяется исходная передаточная функция $T_0(p)$ при $y = 1$ по методике, изложенной в разд. 3.

При выборе вида аппроксимирующей функции необходимо руководствоваться следующими соображениями. Если задаются жесткие требования по избирательности, то используются функции с нулями передачи. В других случаях целесообразно применение равноволновой аппроксимации, которая обеспечивает меньшее число управляемых коэффициентов.

При построении полосовых и режекторных фильтров целесообразно использование низкодобротных звеньев; в этом случае возникает необходимость применения аппроксимирующих функций с пониженными добротностями (см. разд. 3).

2. Определяются форма представления передаточной функции исходя из условий технологичности изготовления схемы и упрощения реализации перестройки и законы изменения коэффициентов передаточных функций. Форма представления передаточных функций может быть в виде множителей второго и первого порядков для фильтров нижних и верхних частот, а также для НЧ линий задержки. Для полосовых и режекторных фильтров форма представления зависит от выбора функции НЧ-прототипа (строки 7, 9, 11, 13 или строки 8, 10, 12, 14).

3. По заданным законам изменения управляемых параметров ($\omega_{\varkappa}$, ω_0, $\Delta\omega$, $t_{\text{гр}}$, D) определяется диапазон изменения y, равный

$$k_{\text{упр}} = y_{\max}/y_{\min}, \quad y_{\min} = y_1, \quad y_{\max} = y_2.$$

4. Определяются значения коэффициентов передаточной функции или параметров полюсов для каждого значения y по выражениям для законов изменения коэффициентов, представленных в табл. 6.1.

Пример 6.1. Сконструировать передаточную функцию фильтра нижних частот с перестраиваемой частотой среза при неизменном коэффициенте прямоугольности с чебышевскими характеристиками затухания, если заданы: диапазон изменения частот среза $f_{\varkappa 1} \div f_{\varkappa 2} = 1 \div 5$ кГц; неравномерность затухания в полосе пропускания $a_{\max} = 2$ дБ; гарантированное затухание в полосе задержания $a_{\min} = 40$ дБ; коэффициент прямоугольности $K_{\text{пр}} = 2$.

Расчет. 1. Определяем исходную передаточную функцию для равноволновой аппроксимации при условии, что $f_{\varkappa} = 1$ кГц, $y = 1$, и использовании представления функции в виде множителей второго порядка:

$$T(p) = \frac{1}{p^2 + p\cdot 2{,}285\cdot 10^3 + 4{,}51\cdot 10^6}\;\frac{1}{p^2 + p\cdot 0{,}225\cdot 10^3 + 1{,}075\cdot 10^6}.$$

2. Определяем диапазон изменения y при масштабной перестройке:

$$k_{\text{упр}} = y_{\max}/y_{\min} = f_{\varkappa 2}/f_{\varkappa 1} = 5, \quad y = 1 \div 5.$$

---

[1]) Конструирование передаточных функций сложных корректоров (фазовых и амплитудных) осуществляется по методике, изложенной в [1, 2].

3. Определяем значения коэффициентов передаточной функции исходя из законов их изменения при масштабной перестройке:

$$A_{i1}(y) = a_{i1}\,y; \quad A_{i0}(y) = a_{i0}\,y^2.$$

Пример 6.2. Сконструировать передаточную функцию режекторного фильтра с перестраиваемой полосой режекции по требованиям: средняя частота $f_0 = 1$ кГц; диапазон изменения полосы режекции $\Delta f = 50 \div 200$ Гц; неравномерность затухания в полосе пропускания $a_{\max} = 1$ дБ; гарантированное затухание в полосе задерживания $a_{\min} = 35$ дБ; коэффициент прямоугольности $K_{\text{пр}} \leqslant 5$.

Расчет 1. Используя равноволновую аппроксимацию и форму представления передаточной функции в виде множителей второго порядка, получаем следующую исходную передаточную функцию:

$$T(p) = \frac{p^2 + 39{,}465 \cdot 10^6}{p^2 + p \cdot 149{,}686 + 37{,}83 \cdot 10^6}\;\frac{p^2 + 39{,}465 \cdot 10^6}{p^2 + p \cdot 156{,}319 + 41{,}27 \cdot 10^6}.$$

2. Определяем диапазон изменения y по условию задачи:

$$k_{\text{упр}} = y_{\max}/y_{\min} = \Delta\omega_{\max}/\Delta\omega_{\min} = 4 \quad y_{\max} = 4.$$

3. Значения коэффициентов рассчитываем по формулам строки 13 для дискретных значений y, сводим в таблицу и представляем зависимости $A_{ji}(y)$ в виде графиков (рис. 6.1) где $A_{11}(y) = A_{21}(y)$.

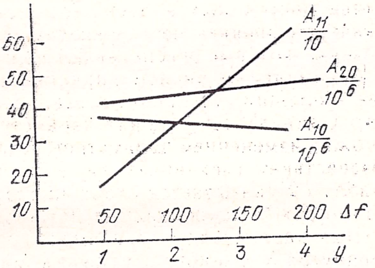


Рис. 6.1. Зависимость коэффициентов A_i передаточной функции режекторного фильтра от управляющего напряжения

Пример 6.3. Сконструировать передаточную функцию дисперсионной линии задержки с перестраиваемым коэффициентом дисперсии по следующим исходным данным: полоса рабочих частот $[f_{-\varkappa}\ f_{\varkappa}] = [13{,}24]$; диапазон изменения коэффициента дисперсии $D = 4 \div 1$; погрешность воспроизведения параболической фазы $\Delta b \leqslant 2°$.

Расчет. 1. Используя табулированные полиномы (разд. 3) и формулы для расчета денормированных полиномов Гурвица

$$p_i = \Sigma_i\,\Delta\omega \pm j\,[(\Omega_i - 1)\,\Delta\omega + \omega_{-\varkappa}]; \quad \Lambda_i = -\Sigma_i \pm j\Omega_i$$

получаем исходную передаточную функцию:

$$T(p) = \frac{p^2 - p \cdot 160{,}664 \cdot 10^2 + 591{,}202 \cdot 10^7}{p^2 + p \cdot 160{,}664 \cdot 10^2 + 591{,}202 \cdot 10^7}\;\frac{p^2 - 237{,}12 \cdot 10^2 p + 805{,}225 \cdot 10^7}{p^2 + 237{,}12 \cdot 10^2 p + 805{,}225 \cdot 10^7} \times$$

$$\times \frac{p^2 - 307{,}96 \cdot 10^2 p + 1120{,}47 \cdot 10^7}{p^2 + 307{,}96 \cdot 10^2 p + 1120{,}47 \cdot 10^7}\;\frac{p^2 - 410{,}32 \cdot 10^2 p + 1608{,}11 \cdot 10^7}{p^2 + 410{,}32 \cdot 10^2 p + 1608{,}11 \cdot 10^7}.$$

2. По заданным пределам изменения коэффициента дисперсии определяем пределы изменения параметра y: $y = 1 \div 4$.

3. По формулам, приведенным в строке 17, определяем значения коэффициентов для каждого значения параметра и сводим их в таблицу:

A_{ij} \ y	1	1,33	2	4
A_{11}	$160,664\cdot10^2$	$185\ 51\cdot10^2$	$227,21\ 10^2$	$321,32\cdot10^2$
A_{10}	$591,202\cdot10^7$	$788,27\cdot10^7$	$1182,4\cdot10^7$	$2364,81\cdot10^7$
A_{21}	$237,12\cdot10^2$	$273,91\cdot10^2$	$335,47\cdot10^2$	$474,42\cdot10^2$
A_{20}	$805,225\cdot10^7$	$1073,63\cdot10^7$	$1610,45\cdot10^7$	$3220,89\cdot10^7$
A_{31}	$307,96\cdot10^2$	$355,600\cdot10^2$	$435,523\cdot10^2$	$615,92\cdot10^2$
A_{30}	$1120,47\cdot10^7$	$1493,96\cdot10^7$	$2240,95\cdot10^7$	$4481,85\cdot10^7$
A_{41}	$410,32\cdot10^2$	$473,8\cdot10^2$	$580,28\cdot10^2$	$820,65\cdot10^2$
A_{40}	$1608,11\cdot10^7$	$2144,13\cdot10^7$	$3216.2\cdot10^7$	$6432.4\cdot10^7$

6.2. ЗВЕНЬЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ФИЛЬТРОВ

Коэффциенты передаточных функций фильтров определяются значениями постоянных времени RC-цепи ($\tau = RC$) и коэффициентами пропорциональности (соотношение элементов, коэффициенты усиления и т. д.). В связи с этим перестройка коэффициентов передаточных функций возможна двумя способами: изменением коэффициентов пропорциональности (косвенная перестройка) и изменением постоянных времени (прямая перестройка).

В качестве звеньев перестраиваемых ARC-фильтров целесообразно использовать схемы, которые обеспечивают перестройку параметров частотных характеристик минимальным числом управляемых элементов. Этому требованию удовлетворяет большинство схемных реализаций, приведенных в разд. 4.

В этих схемах перестройка параметров передаточных функций (ω_p, ω_z, Q_p, Q_z) возможна изменением параметров резистивных элементов с любым управляющим воздействием (механическим, электромеханическим, электронным).

В табл. 6.2 указывается схема из разд. 4, приводятся выражения для основных параметров, а также данные, позволяющие оценить вариации (var) неперестраиваемых параметров в зависимости от коэффициента перестройки управляемого параметра λ, равного отношению максимального значения этого параметра к минимальному.

Схема 4 табл. 4.5 — звено НЧ. Перестройка частоты полюса осуществляется синхронным изменением сопротивлений резисторов R_1 и R_2. Управление добротностью полюса в определенных пределах при незначительном изменении $M_{\text{НЧ}}$ возможно путем изменения сопротивления резистора R_4 (или R_3).

Схема 3 табл. 4.5 — звено ВЧ с возможностями по перестройке, аналогичными схеме 4 табл. 4.5. Поскольку при перестройке частоты желательно иметь $R_1 = R_2$, в схеме невозможно снижение чувствительности добротности разнесением номиналов элементов (см. разд. 4).

Схема 1 табл. 4.5 — звено ПФ. Перестройка частоты возможна синхронным изменением сопротивлений резисторов R_1 и R_2, а добротности — резистора R_3 (или R_4). В схеме возможно управлять коэффициентом $M_{\text{П}}$ путем изменения сопротивлений входного делителя.

Схемы 7, 8 табл. 4.7 — Р-звенья, причем в схеме 7 табл. 4.7 всегда $\omega_z < \omega_p$, а в схеме 8 табл. 4.7 $\omega_z > \omega_p$. Синхронным изменением сопротивлений резисторов R_1 и R_2 перестраиваются частоты нулей и полюсов при постоянном относительном сдвиге между ними. Управление добротностью возможно изменением сопротивления резистора R_6.

Схема табл. 4.22 — универсальное звено П, НЧ, ВЧ. Перестройка частоты полюса возможна синхронным изменением сопротивлений резисторов R_1 и R_2. Управление добротностью осуществляется изменением сопротивления резистора R_5 или R_6, однако при этом изменяются M.

Схемы табл. 4.23, 4.24 — Р-звенья, причем в схеме табл. 4.23 $\omega_z > \omega_p$, а в схеме табл. 4.24 $\omega_z \leqslant \omega_p$. Перестройка частот нулей и полюсов возможна син-

Таблица 6.2

Параметры перестраиваемых RC-фильтров

Номер схемы	Основные параметры		Обозначение	Управляемый параметр	Нестабильность при перестройке
4 (табл. 4.5)	$M_{НЧ}$	$1/\beta$	$k=R_2/R_1=1$; $m=C_1/C_2$; $\beta=R_4/(R_3+R_4)$; $\tau_1=R_1C_1$; $\tau_2=R_2C_2$	$\omega_p(R_1,\ R_2)$; $k=\text{const}$	$\text{var}\,M_{НЧ}=0$; $\text{var}\,Q_p=0$
	ω_p	$1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$		$Q_p(\beta)$	$\text{var}\,\omega_p=0$; $\text{var}\,M_{НЧ}=[Q(1+2/m)\times$ $\times\lambda\sqrt{m}-1]^{-1}(1-\lambda)$
	Q_p	$[2/\sqrt{m}+\sqrt{m}\times$ $\times(1-1/\beta)]^{-1}$			
1 (табл. 4.5)	$M_П$	$\dfrac{R_6}{R_5+R_6}\times$ $\times\left[\beta\left(1+\dfrac{2}{m}\right)-1\right]^{-1}$		$\omega_p(R_1,\ R_2)$; $k=\text{const}$	$\text{var}\,M_П=0$; $\text{var}\,Q_p=0$
	ω_p	$1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$		$Q_p(\beta)$	$\text{var}\,M_П=0$; $\text{var}\,\omega_p=0$
	Q_p	$[2/\sqrt{m}+\sqrt{m}\times$ $\times(1-1/\beta)]^{-1}$			

Продолжение табл. 6.2

Номер схемы	Основные параметры		Обозначение	Управляемый параметр	Нестабильность при перестройке
3 (табл 4.5)	$M_{\text{ВЧ}}$	$1/\beta$	$k=C_1/C_2=1$, $m=R_2/R_1=1$, $\beta=R_4/(R_3+R_4)$ $\tau_1=R_1 C_1$, $\tau_2=R_2 C_2$	$\omega_p(R_1,\ R_2)$; $m=\text{const}$	$\text{var } M_{\text{ВЧ}}=0$; $\text{var } Q_p=0$
	ω_p	$1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$			
	Q_p	$\beta/(3\beta-1)$		$Q_p(\beta)$	$\text{var } \omega_p=0$; $\text{var } M_{\text{ВЧ}}=(\lambda-1)/[\lambda(3Q_p-1)]$
7 (табл. 4.7)	M	1	$k=R_2/R_1=1$; $m=C_1/C_2$; $\varkappa=R_8/(R_7+R_8)$; $\alpha=1+R_6/R_5$; $\tau_1=R_1 C_1$; $\tau_2=R_2 C_2$	$\omega_z(R_1,\ R_2)$; $\omega_p(R_1,\ R_2)$; $k=\text{const}$	$\text{var } M=0$; $\text{var } (\omega_z/\omega_p)=0$; $\text{var } Q=0$
	ω_z	$\omega_p\sqrt{\varkappa[1-2R_7/(mR_8)]}$			
	ω_p	$1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$		$Q_p(R_6)$	$\text{var } M=0$; $\text{var } \omega_z=\text{var } \omega_p=$ $=R_6(1-\alpha)/[2R_2\alpha(\alpha-1)]$
	Q_p	$\alpha\sqrt{m}/(2+m)$			
8 (табл. 4.7)	M	$1/\varkappa-(1+2/m)R_7/R_8$		$\omega_z(R_1,\ R_2)$, $\omega_p(R_1, R_2)$, $k=\text{const}$	$\text{var } M=0$; $\text{var } (\omega_z/\omega_p)=0$; $\text{var } Q=0$
	ω_z	$\omega_p\sqrt{[1/\varkappa+2R_7/(mR_8)]}$			
	ω_p	$1/\sqrt{\tau_1\tau_2}$			
	Q_p	$\alpha\sqrt{m}/(2+m)$		$Q_p(R_6)$	$\text{var } M=0$; $\text{var } \omega_z=\text{var } \omega_p=$ $=R_6(1-\lambda)/[2R_2\alpha(\alpha-1)]$

Продолжение табл. 6.2

Номер схемы	Основные параметры		Обозначение	Управляемый параметр	Нестабильность при перестройке
Табл. 4.22	$M_{НЧ}$	$(1+1/k^2)(1-\beta)$	$k=\sqrt{R_4/R_3}$; $\beta=R_6/(R_5+R_6)$; $m=\tau_1/\tau_2$; $\tau_1=R_1C_1$; $\tau_2=R_2C_2$	$\omega_p(R_1,\ R_2)$; $R_1/R_2=\text{const}$	$\text{var}\,M_{НЧ}=0$; $\text{var}\,M_{ВЧ}=0$; $\text{var}\,M_{П}=0$; $\text{var}\,Q_p=0$
	$M_{ВЧ}$	$1-\beta$		$Q_p\ (\beta)$	$\text{var}\,M_{НЧ}=\text{var}\,M_{ВЧ}=$ $=\frac{k}{Q_p(1+k^2)\sqrt{m}-k}\times$ $\times\left(1-\frac{1}{\lambda}\right)$; $\text{var}\,M_{П}=$ $=\left[1-\frac{k}{Q_p(1+k^2)\sqrt{m}}\right]^{-1}\times$ $\times(\lambda-1)$
	$M_{П}$	$1/\beta-1$			
	ω_p	$k\sqrt{\tau_1\tau_2}$			
	Q_p	$k/\lvert\beta(1+k^2)\sqrt{m}\rvert$			
Табл. 4.23	M	$R_7/(R_5+R_6)$	$k=\sqrt{R_3/R_4}$; $\varkappa_z=\sqrt{1+R_6/R_7}$; $\varkappa_p=\sqrt{R_5/(R_5/R_6)}$	$\omega_p(R_1,\ R_2)$; $\omega_z(R_1,\ R_2)$; $R_1/R_2=\text{const}$	$\text{var}\,M=0$; $\text{var}\,Q_p=0$; $\text{var}\left(\frac{\omega_z}{\omega_p}\right)=\frac{\varkappa_p}{2}\ \frac{R_6}{R_1}\left(\frac{1}{\lambda}-1\right)$
	ω_z	$k\varkappa_z/\sqrt{\tau_1\tau_2}$			

Номер схемы	Основные параметры		Обозначение	Управляемый параметр	Нестабильность при перестройке
	ω_p	$k\varkappa_p/\sqrt{\tau_1\tau_2}$	$\beta=R_8/(R_8+R_9)$; $m=\tau_1/\tau_2$; $\tau_1=R\,C_1$; $\tau_2=R_2\,C_2$	$Q_p\,(\beta)$	$\operatorname{var} M=0;\ \operatorname{var}\omega_z=0;$ $\operatorname{var}\omega_p=\frac{k\varkappa_p}{2Q_p\sqrt{m}}\,(1-\lambda)$
	Q_p	$\frac{1}{k\beta\sqrt{m}}\times\left(\frac{1}{\varkappa_p}+\frac{\varkappa_p R_7}{R_5}\right)^{-1}$			
Табл. 4.24	M	$(R_6+R_7)/R_5$		$\omega_p\,(R_1,\ R_2)$; $\omega_z\,(R_1,\ R_2)$; $R_1/R_2=\mathrm{const}$	$\operatorname{var} M=0;\ \operatorname{var} Q_p=0;$ $\operatorname{var}\left(\frac{\omega_z}{\omega_p}\right)=$ $=\frac{\varkappa_p^2}{2}\,\frac{R_6}{R_1}\left(1-\frac{1}{\lambda}\right)$
	ω_z	$k/(\varkappa_z\sqrt{\tau_1\tau_2})$			
	ω_p	$k/(\varkappa_p\sqrt{\tau_1\tau_2})$			
	Q_p	$\frac{1}{k\beta\sqrt{m}}\times\left(\frac{1}{\varkappa_p}+\frac{\varkappa_p R_7}{R_5}\right)^{-1}$		$Q_p\,(\beta)$	$\operatorname{var} M=0;\ \operatorname{var}\omega_z=0;\ \operatorname{var}\omega_p=$ $=\frac{k\varkappa_p}{2Q_p\sqrt{m}}\,(1-\lambda)$

Примечания: 1. Соотношения для схем 1, 3, 4, 7, 8 табл 4.5, 4.7 получены при условиях $R_г=0$, $(R_5\parallel R_6)\ll R_1$; $(R_7\parallel R_8)\ll R_1$.

2. Для схем 7, 8 табл. 4.7 и схем табл. 4.23, 4.24 значение $Q_z=\infty$.

3. Соотношения для основных параметров схем табл. 4.23, 4.24 получены при условиях $\beta\ll 1$; $R_6\ll R_1$; $R_5,\ R_7\ll R_1$; $R_5,\ R_7\ll R_3$.

4. Для схемы 8 табл. 4.7 соотношения получены при условии $(R_7\parallel R_8)\ll R_4$

5. В выражениях для нестабильности параметров при перестройке управляемый параметр должен иметь минимальное значение.

хронным изменением сопротивлений резисторов R_1 и R_2. Относительный сдвиг между частотами при этом изменяется, однако это изменение можно сделать незначительным путем соответствующего выбора параметров схем. Перестройка добротности в схемах возможна изменением сопротивления резисторов R_8 и R_9. При этом несколько изменяется частота полюса, однако чем выше добротность полюса, тем это изменение меньше.

В табл. 6.2 приведены выражения для вариации неперестраиваемых параметров в зависимости от изменения параметров элементов перестройки. В тех случаях, когда схема перестраивается двумя элементами, последние перестраиваются синхронно.

6.3. ЭЛЕМЕНТЫ ПЕРЕСТРОЙКИ *ARC*-ЦЕПЕЙ

В практике проектирования перестраиваемых фильтров и корректоров широкое распространение получили резистивные управляемые элементы, а также элементы с коммутацией.

В качестве основных параметров элементов перестройки, определяющих в конечном итоге технические характеристики реализуемых на их основе перестраиваемых *RC*-цепей, можно выделить: диапазон изменения управляемого параметра; точность воспроизведения функциональной характеристики либо идентичность функциональных характеристик (характеристик управления) группы элементов; температурный коэффициент управляемого параметра либо идентичность температурных коэффициентов для группы элементов; линейность вольт-амперных характеристик.

Диапазон изменения управляемого параметра (дифференциальной проводимости) оценивается коэффициентом перестройки $\lambda = (G_i\ (y)_{\max})/(G_i\ (y)_{\min})$, где $G_i\ (y)$ — характеристика изменения проводимости i-го элемента перестройки от управляющего воздействия (характеристика управления). Для перестраиваемых *RC*-цепей низкочастотного диапазона требуются элементы со значением λ от нескольких единиц до величин порядка 10^3.

Точность воспроизведения функциональной характеристики определяется максимальным относительным отклонением значений действительной характеристики от требуемой. Идентичность характеристик управления группы элементов оценивается значением $\delta_{\text{упр}\ i}\ (y) = \xi_i\ (y)_{\max} - \xi_i\ (y)_{\min}$, где $\xi_i\ (y) = 1 - [G_1\ (y)/G_i\ (y)]$ — текущий коэффициент неидентичности; $G_1\ (y)$ — характеристика управления элемента, принятого за базовый. Коэффициент $\delta_{\text{упр}}\ (y)$ в диапазоне перестройки всегда положительный, а в случае абсолютной идентичности характеристик равен нулю. Точность и идентичность воспроизведения функциональной характеристики определяют стабильность амплитудно-частотных (фазочастотных) характеристик реализуемой *RC*-цепи при перестройке.

Температурный коэффициент управляемого параметра характеризует обратимые изменения проводимости резистивного элемента вследствие изменения температуры окружающей среды и определяется выражением $\alpha_i\ (y,\ t) = [1/G_i\ (y,\ t)]\ [dG_i\ (y,\ t)/dt]$, где $\alpha_i\ (y,\ t)$ — температурный коэффициент, зависящий в общем случае от температуры и управляющего воздействия. Идентичность температурных коэффициентов дифференциальных проводимостей группы элементов перестройки характеризуется разностью температурных коэффициентов отдельных элементов в диапазоне температур для фиксированных значений сигнала управления $\Delta\alpha_i\ (y,\ t) = \alpha_1\ (y,\ t) - \alpha_i\ (y,\ t)$, где $\alpha_1\ (y,\ t)$ — температурный коэффициент элемента, принятого за базовый. От величины разности температурных коэффициентов зависит стабильность частотных характеристик *RC*-цепи при изменении температуры окружающей среды, а от линейности вольт-амперных характеристик элементов перестройки — максимальный входной сигнал, при котором нелинейные искажения, а также изменение основных параметров *RC*-цепи не превышают допустимых пределов.

Прецизионные потенциометры выпускаются собранными в блоки (до 10 шт.) с максимальным сопротивлением 750 кОм. Диапазон изменения сопротивления связан с минимальным сопротивлением и разрешающей способностью, определяемыми конструктивными особенностями потенциометров, и для серийно выпускаемых элементов равен 10^2—10^3. Точность воспроизведения функциональной характеристики для проволочных потенциометров определяется классом точност и находится в пределах 0,01—2,0%. Температурный коэффициент сопротивления имеет значение $(0{,}1-2)\cdot 10^{-4}$ 1/град. К недостатку прецизионных потенциометров следует отнести ограничения по диапазону рабочих частот, обусловленные паразитными емкостями и индуктивностью. На частотах порядка 1—10 кГц и выше могут возникать погрешности воспроизведения функциональной характеристики за счет реактивных составляющих. Это необходимо учитывать при использовании прецизионных потенциометров в качестве элементов перестройки RC-цепей.

Коммутируемые резисторы представляют собой последовательное соединение постоянного резистора и электронного ключа, управляемого периодической последовательностью импульсов[1]. Если ключ периодически замыкается с частотой коммутации $1/T$ на время $\tau_и$, то эквивалентная (эффективная) проводимость равна $G(\tau_и,\ T) = G_0(\tau_и/T)$, где G_0 — проводимость постоянного резистора. Отсюда видно, что путем изменения частоты или длительности коммутирующих импульсов можно управлять эффективной проводимостью.

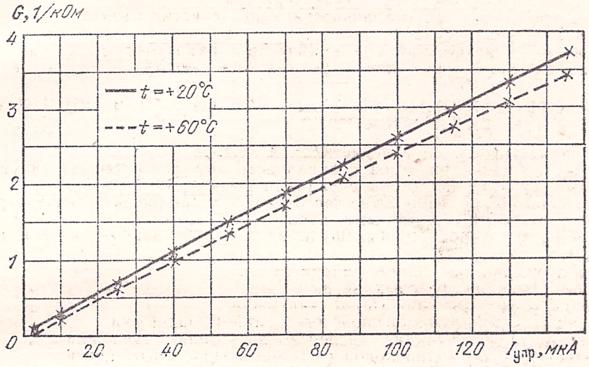


Рис. 6.2. Характеристики управления диодов микросхемы 2НД021

Диапазон перестройки определяется свойствами используемых ключей, а также параметрами коммутирующих импульсов. В настоящее время серийно выпускаются ключи на основе МОП-транзисторов, позволяющие реализовать элементы перестройки с высокими качественными показателями.

Параметры коммутируемых резисторов обеспечивают высокую идентичность функциональных характеристик элементов, управляемых последовательностью импульсов от общего источника. Термостабильность эффективной проводимости определяется в основном температурным коэффициентом сопротивления используемого резистора, а также стабильностью параметров коммутирующих импульсов.

Для подавления высших гармоник, обусловленных коммутацией, на выходе устройства с коммутируемыми резисторами необходимо включать ФНЧ. В связи с этим частота коммутирующих импульсов должна выбираться как можно больше верхней рабочей частоты, что позволяет снизить требования к ФНЧ.

Реализация устройства управления осуществляется на основе преобразователя «аналог—частота», если управляющий сигнал представлен напряжением или током. Если в контуре управления использовано цифровое вычислительное устройство и управляющий сигнал представлен в виде двоичного кода, то применяется преобразователь «код—частота».

Полупроводниковые диоды. Зависимость проводимости диода G от тока управления $I_{упр}$ с учетом конечного значения объемной проводимости базы диода G_0 определяется выражением

$$G(I_{упр}) = G'(I_{упр})\,[1 - G'(I_{упр})/G_0],$$

где $G'(I_{упр}) = (I_{упр} + I_{обр})/\varphi_T$; $I_{обр}$ — обратный ток насыщения; φ_T — температурный потенциал.

---

[1] Вместо резистора возможно включение конденсатора.

Усредненная характеристика управления, полученная экспериментально для диодов микросхемы 2НД021, представлена на рис. 6.2. Характеристика отличается высокой линейностью ($G_0 = 0{,}5$ Ом$^{-1}$) в широком диапазоне изменения дифференциальной проводимости ($\lambda = 10^2$).

Параметры диодов для режима управляемого сопротивления приведены в табл. 6.3.

Следует отметить, что из-за нерегулярного разброса значений текущих коэффициентов неидентичности уменьшение диапазона перестройки не приводит к существенному повышению идентичности характеристик управления диодов. Это налагает ограничения на возможность применения диодов для реализации высококачественных перестраиваемых *RC*-цепей.

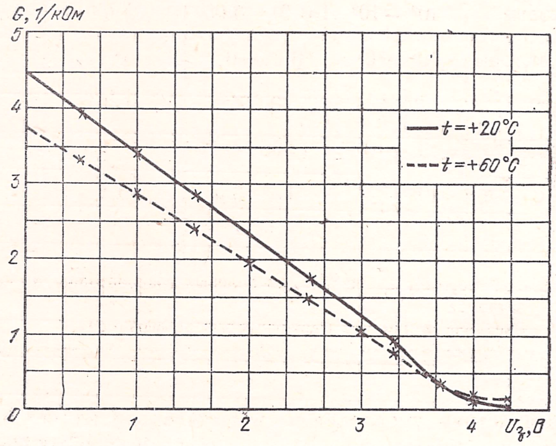


Рис 6.3. Характеристики управления полевого транзистора КП103МП

Полевые транзисторы с *p-n*-переходом в режиме управляемого сопротивления обладают рядом преимуществ перед полупроводниковыми диодами. Это — потенциальное (а не токовое) управление, развязка цепи управления и частотозадающей цепи, более высокая линейность вольт-амперных характеристик, отсутствие сдвига нулевого уровня. Зависимость проводимости $G(U_з)$ от напряжения на затворе определяется выражением $G(U_з) = (3/2)(I_с/U_0)(1 - U_з/U_0)$, где U_0 — напряжение отсечки канала; $I_с$ — ток стока при $U_з = 0$ и $|U_с| = |U_0|$; $U_с$ — напряжение на стоке.

Усредненная характеристика управления, полученная экспериментально для полевых транзиторов типа КП103МП, достаточно линейная для значений коэффициента перестройки порядка нескольких десятков (рис. 6.3). Параметры полевых транзисторов КП103МП для режима управляемого сопротивления представлены в табл. 6.3. При перестройке в несколько раз даже специальным подбором транзисторов коэффициент $\delta_{упр}$ не удается получить менее 0,01—0,05, что ограничивает возможности применения полевых транзисторов КП103МП в многозвенных перестраиваемых *RC*-цепях.

Полевые МОП-транзисторы перспективны как элементы перестройки, особенно в связи с появлением интегральных транзисторных сборок, обеспечивающих высокую идентичность параметров. Зависимость проводимости канала G от напряжения на затворе $U_з$ описывается эмпирической формулой

$$G(U_з) = \beta U_0 \left(\frac{U_з}{U_0} - 1\right)\left[1 - \beta\frac{U_0}{G_k}\left(\frac{U_з}{U_0} - 1\right)\right],$$

где U_0 — напряжение отсечки канала; β и G_k — параметры, характеризующие транзистор.

Таблица 6.3

Параметры управляемых элементов

Элементы перестройки	λ	$\delta_{\text{упр}}$	$\Delta\alpha$, %/°C	Управляющий параметр, y
Прецизионные потенциометры	10^2-10^3	0,0001—0,02	0,001—0,02*	Угол поворота перемещение
Коммутируемые резисторы	10^2-10^4	0,001—0,01	TKR*	Частота (скважность) импульсов
Полупроводниковые диоды 2НД021	10^2-10^3	0,01—0,05	0,05	I
Полевые транзисторы КП103МП	10^1-10^2	0,05—0,1	0,2	U
МОП-транзисторы К1КТ682А	До 10	0,005	0,001	U
МОП-транзисторы К1КТ682А	10^1-10^2	0,005—0,05	0,04	U
Фоторезисторные оптроны	10^2-10^3	0,1—0,5	0,5	I

Примечания: 1. Параметр $\delta_{\text{упр}}$ указан для полевых транзисторов с делителями в цепях затворов.

2. Звездочкой помечен температурный коэффициент.

Для характеристики управления, представленной на рис. 6.4, значение G_k составляет величину порядка 30 кОм$^{-1}$. Параметры МОП-транзисторов микросхемы К1КТ682А приведены в табл. 6.3.

Следует отметить, что ограничение диапазона перестройки в области высоких проводимостей позволяет повысить идентичность характеристик управления МОП-транзисторов.

Фоторезисторные оптроны — это управляемые током резисторы, реализованные на основе оптоэлектронной пары светодиод—фоторезистор. Важным преимуществом оптронов является полная электрическая развязка цепи управления, а также высокая линейность вольт-амперных характеристик.

Для характеристики управления оптронов типа У23А, полученной экспериментально и показанной на рис. 6.5, аппроксимирующее выражение можно представить в виде $G(I_{\text{упр}}) = \alpha(I_{\text{упр}} - I_{\text{п}}) + G_{\text{нач}}$, $I_{\text{упр}} > I_{\text{п}}$, где α — параметр оптрона; $I_{\text{п}}$ — пороговое значение тока фотодиода; $G_{\text{нач}}$ — начальная проводимость. Параметры фоторезисторных оптронов типа У23А представлены в табл. 6.3.

Существенным недостатком фоторезисторных оптронов является сильная зависимость характеристики управления от температуры. Кроме того, оптроны имеют большие постоянные времени установления сопротивления фоторезистора при подаче управляющего воздействия, что ограничивает возможности использования оптронов в перестраиваемых RC-цепях.

Повышение идентичности характеристик управления. Универсальным и наиболее простым способом повышения идентичности характеристик управления является последовательное включение элемента перестройки и резистора R. При этом неизбежно уменьшается диапазон перестройки. Таким образом, в зависимости от конкретных условий задачи необходимо искать компромисс между диапазоном перестройки и идентичностью. Расчетные формулы для текущего коэффициента неидентичности и коэффициента перестройки i-го элемента имеют вид

$$\overline{\xi_i}(y) = \xi_i(y)\,\frac{1}{1+RG_i(y)}; \quad \overline{\lambda}_i = \lambda_i\,\frac{1+RG_i(y)_{\min}}{1+RG_i(y)_{\max}}.$$

Для полевых транзисторов идентичность характеристик можно повысить включением делителей напряжения в цепи затворов. Выражение коэффициентов неидентичности при включении делителя в цепь затвора полевого транзистора с p—n-переходом и МОП-транзистора при $1/G_k = 0$ соответственно имеют вид

$$\xi_i(U_з) = 1 - \frac{i_{c1} U_{0i}}{I_{ci} U_{01}} \left(1 - \gamma_1 \frac{U_з}{U_{01}}\right) \left(1 - \gamma_i \frac{U_з}{U_{0i}}\right)^{-1}; \quad \xi_i(U_з) = 1 - \frac{\beta_1 (\gamma_1 U_з - U_{01}}{\beta_i (\gamma_i U_з - U_{0i})},$$

где U_{0i} — напряжение отсечки канала i-го транзистора (i-го элемента перестройки); γ_i — коэффициент передачи делителя в цепи базы того же транзистора. Из приведенных выражений следует, что ξ не зависит от $U_з$, если $\gamma_1/\gamma_i = U_{01}/U_{0i}$, а значит, неидентичность характеристик управления, вызванная разбросом напряжений отсечки U_{0i}, уменьшается.

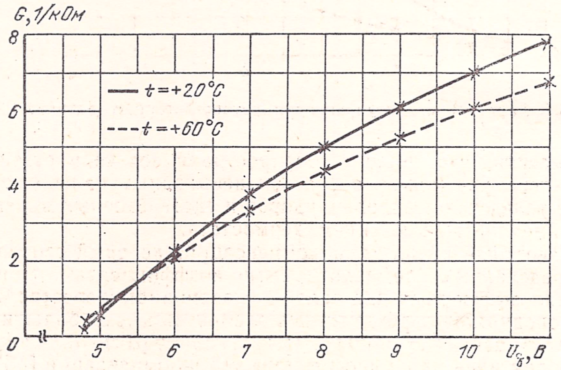


Рис. 6.4. Характеристики управления МОП-транзисторов микросхемы К1КТ682А

Для полевых транзисторов в диапазоне небольших изменений дифференциальных проводимостей (менее десяти) значение коэффициента неидентичности может быть уменьшено примерно на порядок.

Термостабилизация полупроводниковых элементов перестройки. Полупроводниковые резистивные элементы перестройки характеризуются сравнительно большими температурными коэффициентами дифференциальной проводимости (ТКG 10^{-2}—10^{-3} 1/град), поэтому реализация высококачественных *ARC*-фильтров с такими элементами перестройки, как правило, невозможна без специальных мер термостабилизации. Простым способом повышения термостабильности является последовательно-параллельное включение с элементами перестройки стабильных линейных резисторов. В этом случае среднее значение ТКG для эквивалентной проводимости в интервале температур $\Delta t = t - t_0$ рассчитывается по формуле

$$\bar{\alpha}_i(y, t) = \frac{\alpha_i(y, t) R_1 G_i(y, t)}{1 + R_1 G_i(y, t)} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} + R_2 G_i(y, t)\right]^{-1},$$

где $G_i(y, t)$ — проводимость i-го элемента перестройки при сигнале управления, равном y; R_1, R_2 — сопротивления резисторов, включенных параллельно и последовательно с проводимостью G_i. Недостатком этого способа является уменьшение диапазона перестройки.

Повышение стабильности параметров фильтра без существенного сужения диапазона перестройки возможно путем термостатирования *RC*-цепи либо термокомпенсации ее нестабильности в заданном интервале температур. Однако любой из способов термостабилизации будет иметь смысл только при выполнении следующего условия: нестабильность характеристики управления *RC*-цепи, обусловленная старением элементов за период эксплуатации (либо за время между профилактическими подстройками), должна быть того же порядка или меньше ее температурной нестабильности в термостабилизированной схеме.

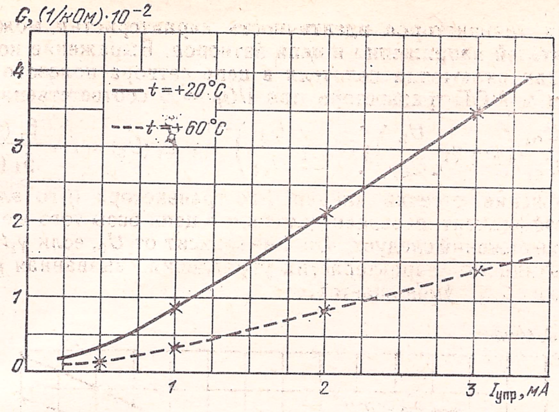


Рис. 6.5. Характеристики управления фоторезисторного оптрона У23А

Следует отметить, что широко распространенное термостатирование при повышенной температуре может оказаться невыгодным из-за ускоренного старения элементов вследствие тепловых ударов и гистерезисных явлений, обусловленных включением и выключением термостата.

Наиболее известный метод термокомпенсации, который основан на подборе элементов с определенными температурными коэффициентами («прямая» термокомпенсация), малоэффективен для цепей с электронной перестройкой, поскольку ТКG полупроводниковых резистивных элементов имеют большие значения и, кроме того, заметно зависят от температуры и амплитуды сигнала управления. Поэтому более перспективен метод «косвенной» термокомпенсации [15], основанный на введении компенсирующих четырехполюсников в цепь сигнала управления.

Практическая схема компенсирующего четырехполюсника, реализованного на основе моста Уитсона с терморезистором в одном из плеч, показана на рис. 6.6. При начальной температуре t_0 мост балансируется переменным резистором R_5 либо R_6, а при других температурах к сигналу управления вырабатывается компенсирующая добавка, обусловленная температурной разбалансировкой моста и зависящая от опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ и коэффициента передачи делителя на потенциометре R_3.

Путем итерационной регулировки потенциометра R_3 и уровня опорного напряжения $U_{\text{оп}}$ можно добиться, что в некоторой заранее выбранной точке температурного диапазона ($t_k \neq t_0$) значения управляемого параметра фильтра, соответствующие двум выбранным сигналам управления, будут точно такими же, как при начальной температуре t_0. В других точках температурного диапазона и диапазона перестройки компенсация будет неполной, но тем более точной, чем меньше заданный интервал температур. Увеличение числа точек полной компенсации в принципе возможно, однако связано с большим усложнением компенсирующих четырехполюсников и в особенности процедуры настройки.

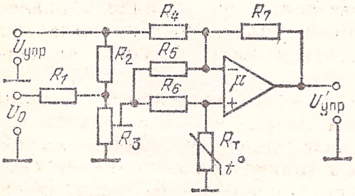


Рис. 6.6. Схема компенсирующего четырехполюсника на основе моста Уитсона

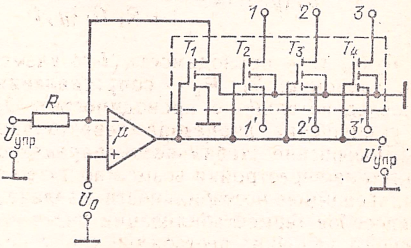


Рис. 6.7. Компенсирующий четырехполюсник с термочувствительным элементом

Компенсация в широком диапазоне температур и управляющих сигналов особенно эффективна при использовании элементов перестройки с совпадающими дифференциальной и статической проводимостями (полевые транзисторы, оптроны и т. п.). При этом в компенсирующий четырехполюсник включается термочувствительный элемент, идентичный резистивным элементам перестройки. Соответствующая практическая схема компенсирующего четырехполюсника, в котором использована сборка МОП-транзисторов, показана на рис. 6.7. Транзистор T_1 является термочувствительным элементом, а T_2—T_4 являются элементами RC-цепи.

Если выполняются условия $1/R \ll G_1(U'_{\text{упр}}, t)$; $\mu > U'_{\text{упр}}/U_{\text{оп}}$, то

$$G_1(U'_{\text{упр}}, t) = U_{\text{упр}}/RU_{\text{оп}}$$

и нестабильность характеристик управления транзисторов T_2—T_4 в диапазоне температур практически определяется идентичностью температурных коэффициентов $\Delta\alpha_i$ по отношению к транзистору T_1:

$$\delta G_i(U_{\text{упр}}, t) = G_i(U'_{\text{упр}}, t)\,\Delta\alpha_i(U'_{\text{упр}}, t)\,\Delta t.$$

Нелинейность характеристики управления i-го транзистора ($i = 2, 3, 4$) определяется изменением $\delta_{\text{упр}}(U'_{\text{упр}})$ в диапазоне перестройки в соответствии с выражением

$$G_i(U'_{\text{упр}}, t) = [1 + \delta_{\text{упр}}(U'_{\text{упр}})]\,G_1(U'_{\text{упр}}, t).$$

Сравнительная характеристика управляемых R-элементов. Выбор типа элемента перестройки для реализации перестраиваемых RC-цепей должен осуществляться с учетом требований, предъявляемых к устройству в целом. Для этого проводится сравнительный анализ различных типов элементов перестройки по основным качественным показателям с учетом их особенностей, а также условий применения в устройстве (вид и величина сигнала управления, дестабилизирующие факторы, технологичность настройки и т. д.).

Для рассмотренных выше резистивных элементов перестройки в табл. 6.3 приведены основные параметры, по которым можно выбирать тип элемента в процессе проектирования перестраиваемых RC-цепей. Из табл. 6.3 видно, что ни один из представленных в ней полупроводниковых элементов перестройки с аналоговым электронным управлением (элементы *3*—*6*) не является лучшим по всем показателям. По коэффициенту перестройки выделяются диоды и фоторезисторные оптроны, не обеспечивающие, однако, высокой идентичности в диапазоне перестройки. В более узком диапазоне перестройки высокую идентичность характеристик управления и температурных коэффициентов можно получить с помощью МОП-транзисторных сборок.

Следует отметить, что практически линейными элементами RC-цепи помимо проволочных потенциометров являются коммутируемые резисторы и фоторезисторные оптроны. Для остальных элементов (в первую очередь для полупроводниковых диодов), упомянутых в таблице, необходимо принимать во внимание нелинейность их вольт-амперных характеристик.

При любом перестраиваемом элементе произвольный закон управления в принципе можно получить, включив в цепь управления функциональный преобразователь.

6.4. РАСЧЕТ УПРАВЛЯЕМЫХ *ARC*-ЦЕПЕЙ

Расчет управляемых ARC-цепей производится на основании заданных требований и сконструированных передаточных функций (см. подразд. 6.1) в следующем порядке:

1. По заданным параметрам звена, диапазону рабочих частот, уровню шумов и нелинейных искажений выбираются схема и тип активного элемента. При выборе схемы целесообразно руководствоваться соображениями, изложенными в разд. 4. Кроме того, необходимо принимать во внимание особенности требований к перестраиваемым ARC-цепям. Например, в некоторых случаях с технологической точки зрения необходимо наличие заземленных управляемых элементов

При жестких требованиях к стабильности частотных характеристик необходимо использовать схемы, малочувствительные к неидентичности характеристик управления элементов перестройки. Выбор активного элемента осуществляется по соображениям, рассмотренным в разд. 4.

2. Выбираются элементы перестройки на основании требований к неидентичности их характеристик, диапазону изменения параметров λ, температурной нестабильности и виду управляющего воздействия (напряжение, ток, механическое воздействие и т. д.).

Допустимая неидентичность характеристик управления элементов перестройки звеньев рассчитывается по формуле

$$\delta_{\text{упр}} \leqslant \delta\,|T\,(j\omega)\,|/S_{\Sigma}^{|T(j\omega)|} \quad \text{или} \quad \delta_{\text{упр}} \leqslant \delta t_{\text{гр}}/S_{\Sigma}^{t_{\text{гр}}},$$

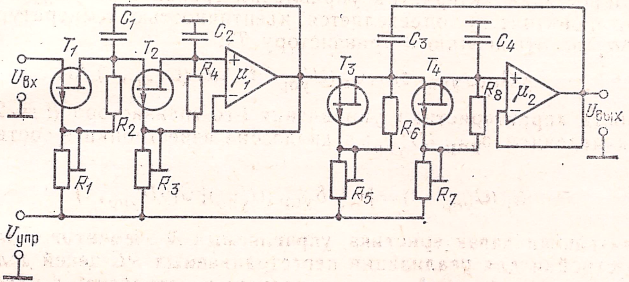


Рис. 6.8. Схема перестраиваемого фильтра нижних частот

где $\delta\,|T\,(j\omega)|$ — допустимая нестабильность АЧХ; $\delta t_{\text{гр}}$ — допустимая нестабильность ГВЗ, обусловленная неидентичностью характеристик управляемых элементов; $S_{\Sigma}^{|T(j\omega)|}$, $S_{\Sigma}^{t_{\text{гр}}}$ — суммарные чувствительности к параметрам управляемых элементов, которые рассчитываются по формулам:

$$S_{\Sigma}^{|T(j\omega)|} = \sqrt{\sum_{i=1} \left(S_{l_i}^{|T(j\omega)|}\right)^2}; \quad S_{\Sigma}^{t_{\text{гр}}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \left(S_{l_i}^{t_{\text{гр}}}\right)^2},$$

$$S_{l_i}^{|T(j\omega)|} \approx -Q_p\, S_{l_i}^{\omega_p} + \frac{1}{2}\left(S_{l_i}^{Q_p} - S_{l_i}^{\omega_p}\right); \quad S_{l_i}^{t_{\text{гр}}} \approx -Q_p\left(S_{l_i}^{\omega_p} + S_{l_i}^{\omega_z}\right).$$

3. Рассчитываются параметры управляемых элементов и управляющего воздействия для дискретных значений y. Если y изменяется плавно (плавная перестройка), то определяется только диапазон изменения параметров управляемых элементов и управляющего воздействия.

4. Вычисляются параметры элементов схемы по соответствующим формулам с учетом различного рода поправок и рекомендаций, которые изложены в разд. 4.

5. Определяются качественные показатели схемы в соответствии с методикой, изложенной в разд. 2.

Пример 6.4. Рассчитать фильтр нижних частот, реализующий передаточную функцию из примера 6.1 при условии, что допустимая нестабильность АЧХ составляет $\delta\, T\, |\,(j\omega)\,| \leqslant 0{,}4$ в диапазоне температур 20—40 °C.

Расчет. 1. Выбираем схему и активный элемент. Учитывая малые значения добротностей ($Q_{p1} = 1{,}08$; $Q_{p2} = 5{,}6$) и сравнительно низкие рабочие частоты выбираем схему 4 табл. 4.5 (см. табл. 6.2) с одним операционным усилителем 140УД1А.

2. Выбираем элемент перестройки:

а) определяем допустимую неидентичность характеристик управления элементов перестройки

$$\delta_{\text{упр}} \leqslant \delta\,|\,T j\omega)\,|_{\text{доп}} / S_{\Sigma}^{|T(j\omega)|} = 0{,}1.$$

При расчетах принято, что основная нестабильность АЧХ обусловлена неидентичностью характеристик управляемых элементов и что

$$S_{\Sigma}^{|T(j\omega)|} = \left[\left(S_{R_1}^{|T(j\omega)|}\right)^2 + \left(S_{R_2}^{|T(j\omega)|}\right)^2\right]^{1/2} \approx \left[\left(QS_{R_1}^{\omega_p}\right)^2 + \left(QS_{R_2}^{\omega_p}\right)^2\right]^{1/2} =$$

$$= 3{,}96 \text{ при } Q = 5{,}6;$$

б) определяем требуемый диапазон изменения параметров управляемых элементов

$$\lambda = f_{\varkappa 2}/f_{\varkappa 1} = R_{\max}/R_{\min} = A_1\,(y_{\max})/A_1\,(y_{\min}) = 5.$$

По табл. 6.3 выбираем в качестве элементов перестройки полевые транзисторы КП103МП с делителями в цепях затворов. Для этих элементов $\lambda = 10$; $\delta_{\text{упр}} \leqslant 0{,}05$; $\Delta\alpha = 0{,}002$ 1/град, что удовлетворяет требованиям.

3. Рассчитываем параметры управляемых элементов и величину управляющего воздействия. Параметры управляемых элементов находим для значений сопротивлений резисторов $R_1 = R_2 = R$ и соответствующих значений y. По характеристикам рис. 6.3 определяем $R_{\min} = 300$ Ом; $R_{\max} = 1{,}5$ кОм и значения управляющего напряжения $U_{\text{упр min}} = 1{,}2$ В; $U_{\text{упр max}} = 3{,}5$ В Изменение напряжения в указанных пределах осуществляется плавно.

4. Рассчитываем параметры неуправляемых элементов схемы. В соответствии с расчетными соотношениями табл. 6.2

$$C_2 = 1/(2\pi f_{p1}\,R_{\max}\,\sqrt{m_1}) = 0{,}11 \text{ мкФ};\quad C_1 = m_1\,C_2 = 0{,}51 \text{ мкФ};$$

$$C_4 = 1/(2\pi f_{p2}\,R_{\max}\,\sqrt{m_2}) = 0{,}01 \text{ мкФ};\quad C_3 = m_2\,C_4 = 1{,}2 \text{ мкФ}.$$

Схема перестраиваемого ФНЧ представлена на рис. 6.8.

Делители в цепях затворов полевых транзисторов наряду с повышением идентичности характеристик управления реализуют цепи обратной связи от истоков к затворам с коэффициентом передачи 0,5, что позволяет расширить динамический диапазон фильтра. Выбираем переменные резисторы R_1, R_3, R_5, R_7 типа СП5-2 с номиналом 47 кОм, а резисторы R_2, R_4, R_6, R_8 типа С2-12 — 43 кОм.

5. Рассчитываем качественные показатели схемы. Оцениваем суммарную нестабильность АЧХ в полосе пропускания при перестройке и при изменении температуры окружающей среды, полагая, что основные слагаемые нестабильности обусловлены только элементами перестройки:

$$\delta\,|\,T\,(j\omega)\,|_{\max} \approx S_{\Sigma}^{|T(j\omega)|}\,[\delta_{\text{упр}} + \Delta\alpha\Delta t] = 0{,}36.$$

Таким образом, нестабильность нормированной АЧХ не превышает 0,4, что удовлетворяет требованиям технического задания. Термостабилизация элементов перестройки не требуется. Остальные качественные показатели (уровни шумов и нелинейных искажений, общая нестабильность) рассчитываются аналогично показателям неуправляемых цепей.

Раздел 7

Селективные *RC*-усилители радиочастотного диапазона

■

7.1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ СЕЛЕКТИВНЫХ *RC*-УСИЛИТЕЛЕЙ. ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Реализация активных *RC*-фильтров (*ARC*-фильтров) в диапазоне радиочастот осложняется влиянием на высоких частотах инерционности активных элементов, что приводит к искажениям частотных характеристик фильтров, ухудшению их стабильности, а иногда даже к возникновению паразитной генерации. По этой причине при создании высокочастотных *ARC*-фильтров целесообразно уменьшать влияние инерционности активных элементов на характеристики избирательных устройств.

При проектировании электронной аппаратуры в диапазоне радиочастот чаще всего используются звенья с АЧХ, передаточная функция которых имеет вид

$$T(p) = b_1 p / (a_0 + a_1 p + a_2 p^2), \tag{7.1}$$

причем для улучшения отношения сигнал-шум обычно требуется выбирать $b_1 > a_1$, т. е. обеспечивать усиление звена на резонансной частоте. Будем называть активные *RC*-звенья второго порядка, описываемые передаточной функцией (7.1) и обеспечивающие усиление сигналов на частоте резонанса, селективными *RC*-усилителями.

Полосовые *RC*-усилители, которые также находят широкое применение в радиоаппаратуре, можно проектировать на основе каскадного соединения селективных *RC*-усилителей, используя материалы разд. 2 и 3.

Традиционными активными элементами для реализации *ARC*-фильтров следует считать операционные усилители (ОУ). Частотный диапазон селективных усилителей на ОУ может быть расширен путем выбора структурной схемы *RC*-усилителя с минимальным влиянием на его параметры частотных свойств ОУ; выбора типов ОУ с подходящими частотными свойствами; введения корректирующих цепей, обеспечивающих устойчивость селективных *RC*-усилителей и не ухудшающих заметно АЧХ некорректированных ОУ. Расчет и проектирование селективных *RC*-усилителей на основе ОУ рассмотрены в подразд. 7.2.

Селективные *RC*-цепи, выполненные по структурным схемам с малым влиянием частотных свойств активных и пассивных элементов на основе наиболее широкополосных ОУ и скорректированные наилучшим образом, не могут обеспечить частотный диапазон резонансных частот выше нескольких мегагерц. Кроме того, высокочастотные селективные *RC*-усилители из-за избыточности коэффициента усиления ОУ потребляют большую мощность, имеют невысокий динамический диапазон и требуют использования источников питания с высоким напряжением. Все это затрудняет применение селективных *RC*-усилителей на ОУ в радиоаппаратуре. Для построения селективных усилителей на более высокие частоты требуется использовать другую элементную базу.

Перспективным направлением является реализация селективных усилителей на активных элементах, которые представляют собой управляемые источники тока. Их основное достоинство — возможность исключить перезаряд паразитных емкостных элементов до больших уровней напряжения, что является неизбежным при использовании усилителей напряжения. Наиболее полно преимущества управляемых источников тока могут быть реализованы в селективных *RC*-усилителях, выполненных на источниках тока, управляемых током (ИТУТ). Однако ИТУТ на биполярных транзисторах оказываются достаточно сложными, и реализация на их основе селективных *RC*-усилителей может быть оправданной лишь при использовании в качестве ИТУТ специальных микросхем, которые в настоящее время промышленностью не выпускаются. По этой причине здесь рассматриваются селективные RC-усилители, реализованные на источниках тока, управляемых напряжением (ИТУН), которые в свою очередь могут быть выполнены на основе выпускаемых промышленностью микросхем. Вопросы расчета и проектирования селективных RC-усилителей на основе ИТУН рассмотрены в подразд. 7.3.

Основные параметры селективных RC-усилителей радиочастот такие же, как и для звеньев второго порядка, описанных в разд. 4: резонансная частота f_p, добротность Q, коэффициент усиления на резонансной частоте $|T(j2\pi f_p)|$, чувствительности резонансной частоты и добротности. Вместе с тем в подразд. 7.2 и 7.3 приводится ряд параметров и условий, которые специфичны для высокочастотных селективных RC-усилителей.

Для обеспечения нормального функционирования на высоких частотах в селективные RC-усилители необходимо вводить корректирующие цепи. В селективных усилителях на ОУ корректирующие цепи вводятся для обеспечения устойчивости. При этом для работы на высоких частотах желательно использовать нестандартные цепи коррекции.

Следует подчеркнуть различие между введением цепей коррекций в широкополосных и селективных усилителях на ОУ. В широкополосных усилителях, в которых ОУ обычно охватывается частотно-независимой цепью отрицательной обратной связи, логарифмическая АЧХ ОУ корректируется так, чтобы наклон ее составлял — 20 дБ/дек, т. е. передаточная функция ОУ без обратной связи должна содержать лишь один доминирующий полюс. Если это условие не выполняется, то АЧХ усилителя с обратной связью может иметь подъем на высоких частотах, что во многих случаях недопустимо. В селективных усилителях, в которых ОУ обычно охватывается частотно-зависимой цепью обратной связи, логарифмическая АЧХ ОУ, как показывают расчеты, может быть скорректирована так, чтобы наклон ее составлял и — 40 дБ/дек. Практически это сводится к тому, что емкость корректирующего конденсатора может быть существенно уменьшена. При этом расширяется частотный диапазон ОУ, а, следовательно, и частотный диапазон селективных RC-усилителей на их основе.

Одним из важнейших параметров селективных RC-усилителей радиочастотного диапазона следует считать максимальную резонансную частоту $f_{p_{\max}}$, которая определяется по допустимому значению относительного изменения добротности δ_Q, вызванному частотными свойствами активных элементов. Изменение добротности выбрано в качестве критерия оценки влияния частотных свойств по следующим причинам:

1. Увеличение добротности приводит к возникновению опасности возбуждения усилителя на частоте резонанса, что является недопустимым при любых условиях эксплуатации.

2. Изменение добротности не может быть восстановлено простыми методами, которые используются обычно при регулировке резонансной частоты или усиления. (Резонансная частота может быть подстроена с помощью цепей фазовой синхронизации, а коэффициент усиления изменен с помощью цепей автоматической регулировки усиления, широко используемых в радиотехнике.)

В селективных усилителях на источниках тока, управляемых напряжением, корректирующие цепи вводятся для уменьшения фазовых сдвигов активных элементов с целью увеличения максимальных резонансных частот. Параметры корректирующих цепей при этом рассчитываются таким образом, чтобы максимально увеличить диапазон резонансных частот.

При использовании селективных усилителей в радиоаппаратуре важно получить максимальный динамический диапазон, поскольку избирательные устройства работают в условиях больших мешающих сигналов, которые при недостаточном динамическом диапазоне усилительных трактов приводят к возникновению искажений полезного сигнала. Динамический диапазон селективных RC-усилителей определяется отношением максимального выходного напряжения к напряжению выходного шума в эффективной полосе частот. Следует отметить, что максимальное напряжение на выходе селективного RC-усилителя зависит не только от значения допустимой амплитуды напряжения на выходе изолированного усилителя в режиме холостого хода (U_m), но и от сопротивления нагрузки и сопротивления цепи обратной связи. Во многих случаях сопротивление нагрузки достаточно велико, поэтому его влиянием на уменьшение максимального выходного напряжения можно пренебречь. При выборе сопротивлений и емкостей обратных связей в пределах заданных параметров усилителя имеется определенная свобода. При этом следует учитывать, что малые значения сопротивления приводят как к уменьшению уровня шума, так и к уменьшению максимального выходного напряжения, поскольку уменьшается сопротивление цепи обратной связи со стороны выхода ОУ. Как показали расчеты, максимальный динамический диапазон достигается при минимальных сопротивлениях цепи обратной связи, при которых выполняется равенство $U_{\text{вых max}} = U_{\max}/\sqrt{2}$, где $U_{\max}$ — максимальная амплитуда напряжения на выходе ОУ; $U_{\text{вых max}}$ — эффективное значение напряжения на выходе селективного RC-усилителя.

Каждая из приведенных ниже схем сопровождается условиями выбора емкостей корректирующих конденсаторов, формулами для максимальной резонансной частоты и максимального динамического диапазона. Кроме того, для ряда схем даны формулы расчета добротности, учитывающие влияние неидеальностей пассивных элементов. При этом, естественно, учитываются только такие факторы, которые вызывают заметное изменение добротности по сравнению с усилителями с пассивными элементами, имеющими идеальные параметры.

Приводимые ниже схемы и формулы сопровождаются расчетными и экспериментальными зависимостями, позволяющими упростить выбор и расчет схем селективных RC-усилителей, а также более уверенно получать экспериментальные результаты, близкие к расчетным.

7.2. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ СЕЛЕКТИВНЫЕ RC-УСИЛИТЕЛИ НА ОСНОВЕ ОУ

Одним из важнейших вопросов разработки высокочастотных селективных RC-усилителей на основе ОУ является выбор типа операционного усилителя и цепей его коррекции. Для получения больших резонансных частот можно использовать ОУ без внутренних цепей коррекции, производить коррекцию ОУ с учетом цепей частотно-зависимой обратной связи, обеспечивающих избирательность. Среди ОУ без внутренних цепей коррекции наилучшими частотными свойствами обладают микросхемы 140УД1. Разработка на их основе селективных RC-цепей при использовании цепей нестандартной коррекции позволяет получать резонансные частоты до нескольких мегагерц.

Для расчета селективных RC-усилителей необходимо знание некоторых параметров ОУ 140УД1, которые обычно отсутствуют в справочной литературе. В табл. 7.1 в дополнение к приведенным ранее характеристикам (см. табл. 1.2) дается ряд параметров ИС 140УД1А, необходимых для проведения расчетов. Следует отметить, что при расчетах $f_{\text{р max}}$ и определении условий устойчивости селективных RC-усилителей АЧХ ОУ аппроксимируются формулой (1.2б). Значения τ_1, τ_2, и τ_3 приведены в табл. 7.1.

Этапы проектирования I. Наиболее важный этап проектирования — выбор схемы селективного RC-усилителя. При этом главным и определяющим фактором является возможность получения требуемых добротности и резонансной частоты. Чтобы облегчить выбор схемы, на рис. 7.1 приведены расчетные зависимости максимальной добротности от частоты при условии $\delta_Q = 0{,}1$. При этом ОУ 140УД1А корректирован следующим образом: с вывода *12* к выводу *7* подключена цепочка, состоящая из последовательно соединенных конденсатора C_3 емкостью 200 пФ и резистора R_4 сопротивлением 100 Ом. Зависимость *1*, приведенная на рис. 7.1, соответствует потенциально устойчивому селективному усилителю на одном ОУ (табл. 7.2, схема 1). Добротность усилителя при одинаковой частоте может быть увеличена, если с выхода ОУ на его неинвертирующий вход будет введена ПОС. При этом получается усилитель, подробно рассмотренный в разд. 4 (табл. 4.5, модель 1). Следует отметить, что при этом селективный усилитель становится потенциально неустойчивым, что приводит к некоторому ухудшению стабильности добротности. На рис. 7.1 этому усилителю соответствует кривая *2*. Зависимость *3* соответствует селективному RC-усилителю на двух ОУ (табл. 7.2, схема 2). По приведенным зависимостям можно сделать ориентировочный выбор

Таблица 7.1

Параметр операционного усилителя К140УД1А

Параметр	Единица измерения	Типовое значение параметра
Нормированная по частоте ЭДС шума $e_ш$	нВ/$\sqrt{Гц}$	5
Нормированный по частоте ток шума $i_ш$	пА/$\sqrt{Гц}$	1
Максимальный выходной ток $I_{вых}$	мА	1,5
Постоянные времени передачной функции коэффициента;	мкс	
τ_1		0,5
τ_2		0,05
τ_3		0,001
Выходное сопротивление со стороны цепи коррекции $R_{вых2}$	кОм	4
Граничная частота по максимальному выходному напряжению $f_{гр}$	кГц	300
Температурный коэффициент нестабильности усиления α_μ	град$^{-1}$	$2\cdot10^{-3}$

схемы. На рис. 7.1 представлена также зависимость $U_{вых\,max}$ от частоты, позволяющая оценить уменьшение динамического диапазона с ростом частоты.

II. Вторым этапом является оценка требуемой стабильности добротности. Стабильность Q зависит от ее значения, выбранной схемы и используемых типов пассивных элементов. При создании стабильных усилителей на дискретных элементах целесообразно использовать резисторы типов С2-23 и С2-29 и конденсаторы типов КМ-5, КМ-6 и К10-17. Расчет стабильности добротности может быть произведен по методикам, приведенным в разд. 4.

Если выбранная схема не обеспечивает необходимой стабильности, следует выбрать другую, более стабильную схему. При больших значениях добротности это однозначно определяет необходимость перехода к потенциально устойчивой схеме, выполненной на большем числе ОУ. После выбора схемы и типов ОУ, зная чувствительность добротности к вариациям μ, $R_{вх}$, $R_{вых}$ и величины пассивных элементов, можно более точно определить стабильность добротности.

III. Во многих случаях применения селективных RC-усилителей в радиотехнических устройствах необходимо обеспечить максимальный динамический диапазон. При этом значения сопротивлений должны выбираться согласно приведенным в каталоге условиям получения максимального динамического диапазона и с учетом требуемой добротности. Емкости конденсаторов находятся из условий получения необходимой резонансной частоты.

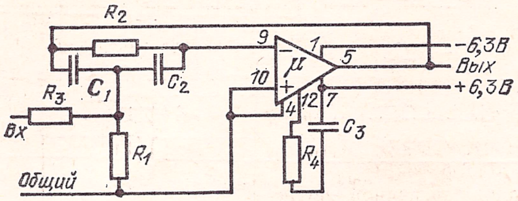
Динамический диапазон, рассчитанный с учетом оптимального значения сопротивления резисторов, в ряде случаев может оказаться недостаточным. При этом следует выбрать другую схему селективного RC-усилителя. Для облегчения выбора схемы из условия получения максимального динамического диапазона можно воспользоваться зависимостями D_{max} от Q, рассчитанными при $f_р = 100$ кГц для различных схем (рис. 7.2). В табл. 7.3 приведены поправочные коэффициенты изменения D_{max} для других резонансных частот. После выбора схемы из условия обеспечения требуемого динамического диапазона необходимо проверить возможность получения нужной резонансной частоты, добротности и ее стабильности.

Иногда одним из основных параметров является выходной шум усилителя. В этом случае значения сопротивлений в схеме должны выбираться не больше значений, обеспечивающих необходимый шум. Этот расчет может быть выполнен по формулам для $U_{ш\,вых}$, приведенным в каталоге.

Следует отметить, что если несколько схем удовлетворяет требуемым данным, то предпочтение следует отдавать схеме, выполненной на меньшем числе ОУ и, следовательно, потребляющей меньшую мощность.

Таблица 7.2

Звенья селективных RC-усилителей, построенные с использованием ОУ



Основные параметры

$$f_р = 1/(2\pi C\sqrt{RR_2};\quad Q = 0{,}5\sqrt{R_2/R},\quad |T(j\,2\pi f_р)| = 0{,}5R_2/R_3,\ \text{где}\ R = R_1 \parallel R_3$$

Условия устойчивости

$$C_3 \geqslant (\mu\tau_3 - \tau_1)/R_{вых\ 12};\quad (\tau_2/C_3) \geqslant R_4 \geqslant (\tau_3/C_3)$$

Максимальная резонансная частота

$$f_{р\ max} = \left[\sqrt{1 + (8\delta_{\omega}\,\mu\tau_2/\tau_к)} - 1\right]/(8\pi Q\tau_2);$$

$$f_{р\ max\ пред} = \delta_Q/(2\pi Q\tau_3)\ \text{при}\ C_3 = (\mu\tau_3 - \tau_1)/R_{вых\ 12}$$

Динамический диапазон

$$D_{max} = \left[2\pi Q^3 f_р\left(\frac{e_ш^2}{U_{вых\ max}^2}\ \frac{4kT}{U_{вых\ max}\,I_{вых\ max}} + 4Q^2\,\frac{i_ш^2}{i_{вых\ max}^2}\right)\right]^{-1/2}$$

$$\text{при}\ U_{вых\ max} = U_{max}/\sqrt{2}$$

Шумы

$$U_{ш.\ вых}^2 = 2\pi Q^3 f_р\,(e_ш^2 + 4kTR + 4Q^2\,i_ш^2\,R^2)$$

Максимальный выходной сигнал

$$(U_{max}/\sqrt{2}) \geqslant U_{вых\ max} = 2QRI_{вых\ max}$$

Влияние неидеальностей пассивных элементов

$Q' = Q/(1 + R_2C_{пр}/RC)$, где $C_{пр}$ — проходная емкость резистора R_2.

Примечания: 1. Усилитель относится к классу потенциально устойчивых (см. разд. 4).

2. Делитель на входе R_3, R_1 введен с целью независимой регулировки Q и $|T(j2\pi f_р)|$.

3. Элементы R_4, C_3 — цепь коррекции. Значения R_4 и C_3 меньше, чем при коррекции ОУ с частотно-независимой отрицательной обратной связью.

4. Все формулы приведены с учетом условий $C_1 = C_2 = C$, что обеспечивает возможность простой настройки резонансной частоты практически без изменения ее добротности. Кроме того, полагается, что всегда выполняется условие $R(1+\mu) \gg R_2$.

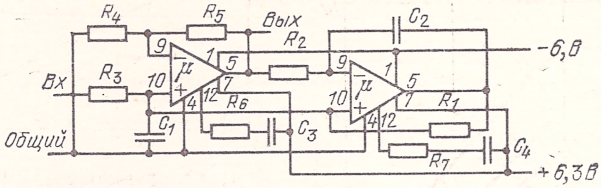
5. При условии $R_1 = \infty$ получаем $Q_{max} = 0{,}5\sqrt{R_2/R_3}$ и $|T(j\,2\pi f_р)| = 2Q_{max}^2$.

6. Постоянная времени $\tau_к = C_3R_{вых\ 12} + \tau_1$ — первая постоянная времени скорректированного усилителя.

7. При $C_3 = (\mu\tau_3 - \tau_1)/R_{вых\ 12}$ и $R_4 = \tau_2/C_2$ получаем предельное значение $f_{р\ max\ пред}$.

8. Наибольшее влияние на добротность усилителя оказывает проходная емкость резистора R_2, что учитывается в приведенной формуле для Q'.

9. Другие параметры селективного усилителя и расчетные формулы приведены в разд. 4.



Основные параметры

$$f_\text{р}=\sqrt{R_3/R_4}\,/(2\pi RC);\quad Q=(R_5/R_1)\sqrt{R_3/R_4};\quad |T\,(\mathrm{j}\,2\pi f_\text{р})|=1+R_3/R_4$$

Условия устойчивости

$$C_3\geqslant(\mu\tau_3-\tau_1)/[(1+R_3/R_4)\,R_{\text{вых }12}];\quad(\tau_2/C_3)\geqslant R_6\geqslant(\tau_3/C_3);$$

$$C_4\geqslant(\mu\tau_3-\tau_1)/R_{\text{вых }12};\quad(\tau_2/C_4)\geqslant R_7\geqslant(\tau_3/C_4);\quad\tau_{\text{к}2}=C_4\,R_{\text{вых }12}+\tau_1$$

Максимальная резонансная частота

$$f_{\text{р max}}=\left(\sqrt{1+2\delta_Q\;\mu\tau_2/Q\tau_\text{н}}-1\right)/(4\pi\tau_2);$$

$$f_{\text{р max пред}}=\delta_Q/(4\pi\tau_3 Q)\ \text{при}\ C_4>C_3\ \text{и}\ C_4=(\mu\tau_3-\tau_1)/R_{\text{вых }12}$$

Динамический диапазон

$$D_{\max}=\left[\pi Q\,f_\text{р}\left(3\,\frac{e_\text{ш}^2}{U_{\text{вых max}}^2}+\frac{16kT}{U_{\text{вых max}}\,i_{\text{вых max}}}+\frac{8i_\text{ш}^2}{I_{\text{вых max}}^2}\right)\right]^{-1/2}$$

$$\text{при}\ U_{\text{вых max}}=U_{\max}\sqrt{2}$$

Шумы

$$U_{\text{ш. вых}}^2=\pi Q\,f_\text{р}/(3e_\text{ш}^2+8kTR+2i_\text{ш}^2\,R^2)\ \text{при}\ R_1=R_2=R_3=R_4=R$$

Максимальный выходной сигнал

$$(U_{\max}/\sqrt{2})\geqslant U_{\text{вых max}}=0{,}5I_{\text{вых max}}R$$

Чувствительности

$$S_{R_5}^Q=1;\quad S_{R_3}^Q=S_{C_1}^Q=-S_{R_1}^Q=-S_{R_2}^Q=-S_{R_4}^Q=-S_{C_2}^Q=0{,}5;$$

$$S_{\mu_1}^Q=-1{,}5/\mu_1;\quad S_{\mu_2}^Q=-(1{,}5+Q)/\mu_2;$$

$$S_{R_3}^{f_\text{р}}=-S_{R_1}^{f_\text{р}}=-S_{R_2}^{f_\text{р}}=-S_{C_1}^{f_\text{р}}=-S_{C_2}^{f_\text{р}}=-S_{R_4}^{f_\text{р}}=0{,}5;$$

$$S_{\mu_1}^{f_\text{р}}=1{,}5/\mu_1;\quad S_{\mu}^{f_\text{р}}=-0{,}5/\mu_2$$

Примечания: 1. При $\mu_1>1$ усилитель можно отнести к классу потенциально устойчивых

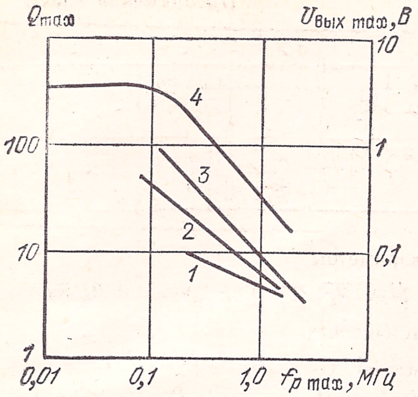
2. Относительно выводов, к которым подключаются конденсаторы C_1 и C_2, усилитель можно рассматривать как гиратор. Основное достоинство селективного усилителя — возможность получения больших добротностей при равных значениях емкостей и сопротивлений

3. Элементы коррекций C_3, R_6, C_4 и R_7 вводятся с целью обеспечения устойчивости усилителя на высокой частоте. Постоянные времени цепей коррекций: $\tau_{\text{к}1}=\tau_2+C_3\,R_{\text{вых }12}$ для первого ОУ, $\tau_{\text{к}2}=\tau_1+$ [illegible] $R_{\text{вых }12}$ для второго ОУ

4. Основные параметры селективного усилителя, а также условия коррекции и формула для $f_{\text{р max}}$ приведены при выполнении условий: $C_1=C_2=C$; $\mu_1=\mu_2=\mu$; $R_1=R_2=R$.

5. Емкости C_3 и C_4 выбираются из условий коррекций, указанных в таблице. При этом полагается, что постоянные времени для обоих ОУ одинаковы.

6. Расчетные формулы для динамического диапазона приведены при выполнении условий: $C_1=C_2=C$; $R_1=R_2=R_3=R_4=R$; при том $Q=R_5/R$; $|T\,(\mathrm{j}\,2\pi f_\text{р})|=2$



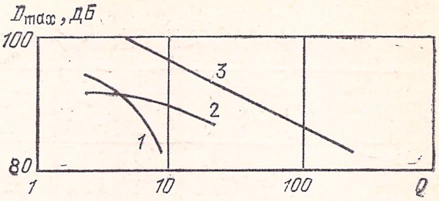


Рис. 7.2. Зависимость максимального динамического диапазона усилителя $D_{\max}$ от добротности

Рис 7.1. Зависимость максимальной добротности (кривые *1—3*) и максимального выходного напряжения (кривая *4*) от частоты

Пример 7.1. Выбрать и рассчитать схему селективного *RC*-усилителя со следующими параметрами: $f_{\text{р}} = 100$ кГц; $Q = 5$; $|T\,(j2\pi f_{\text{р}})| = 15$; $U^{1)}_{\text{ш.вх}} = 1$ мкВ (в эффективной полосе пропускания).

Расчет. 1. Требуемым резонансной частоте и добротности, как видно из рис. 7.1, удовлетворяет схема 1, приведенная в табл. 7.2. Выбираем параметры корректирующих элементов такие же, как и при расчете зависимостей, приведенных на рис. 7.1.

2. Определяем значение R из условий получения необходимого шума (при малых уровнях шума составляющей, обусловленной шумовым током операционного усилителя, можно пренебречь):

$$U_{\text{ш}\cdot\text{вх}} = U_{\text{ш.вых}}/|T\,(j2\pi f_{\text{р}})| \leqslant 1 \text{ мкВ, т. е. } U_{\text{ш.вых}} \leqslant 15 \text{ мкВ};$$

$$R = (1/4kT)\,[(U^2_{\text{ш.вых}}/(2\pi Q^3 f_{\text{р}})) - P^2_{\text{ш}} = 220 \text{ Ом}.$$

Выбираем $R = 200$ Ом с некоторым запасом.

3. Определяем R_2 из условия получения необходимой добротности: $R_2 = 4Q^2R$. Выбираем $R_2 = 20$ кОм.

4. Определяем R_3 из условия получения необходимого резонансного усиления: $R_3 = R_2/(2|T\,(j2\pi f_{\text{р}})|) = 667$ Ом.
Выбираем $R_3 = 680$ Ом.

5. Находим R_1: $R_1 = RR_3/(R_3 - R) = 283$ Ом. Выбираем $R_1 = 270$ Ом.

6. Определяем емкости конденсаторов из условия обеспечения необходимой резонансной частоты: $C_1 = C_2 = 1/(2\pi f_{\text{р}}\sqrt{RR_2}) = 795$ пФ. Для удобства настройки выбираем $C_1 = C_2 = 750$ пФ.

Настройка усилителя. Следует отметить, что добротность схемы из-за малой чувствительности к вариациям величин пассивных элементов при выборе резисторов высокого класса точности практически не требует настройки. Выбрав значение R меньше, чем это получилось при расчете, можно гарантировать также шумы ниже требуемого уровня. Настройка на требуемую резонансную частоту производится включением параллельно конденсатору C_1 или C_2 дополнительного конденсатора. При этом из-за малой чувствительности Q к значениям емкостей добротность практически не изменяется.

Следует отметить, что резонансное усиление с увеличением C_2 увеличивается, а с увеличением C_1 уменьшается : $|T(j2\pi f_{\text{р}})| = (R_2/R_3)\,C_2/(C_1 + C_2)$. Таким образом, целесообразно добавочный конденсатор вводить параллельно тому конденсатору, увеличение емкости которого приводит к изменению коэффициента усиления в нужную сторону. При необходимости можно вводить два добавочных конденсатора параллельно конденсаторам C_1 и C_2.

---

1) Для селективных *RC*-усилителей иногда целесообразно приведение шумов не к выходу, а к входу.

Таблица 7.3

Поправочные коэффициенты для расчета динамического диапазона

Частота, кГц	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100	200	300
Поправочный коэффициент, дБ	10	7	5	4	3	2,2	1,5	1	0,5	0	—9	—15

Пример 7.2. Выбрать и рассчитать схему селективного RC-усилителя со следующими параметрами: $f_p = 100$ кГц; $Q = 100$; $|T\ (j2\pi f_p)| = 2$. Входное сопротивление усилителя должно быть не менее 300 кОм.

Расчет 1. Обеспечить получение необходимой добротности можно, лишь используя усилитель, выполненный по меньшей мере на двух ОУ. Выберем схему 2, приведенную в табл. 7.2.

2. Рассчитаем цепь коррекции:

$$C_4 > (\mu\tau_3-\tau_1)/R_{\text{вых12}};\ \tau_2/C_3 \geqslant R_6 \geqslant \tau_3/C_3;\ C_3 > (\mu\tau_3-\tau_1)/(1+R_3/R_4)\,R_{\text{вых12}};$$

$$\tau_2/C_4 \geqslant R_7 \geqslant \tau_3/C_4.$$

Выбираем $C_4 = C_3 = 120$ пФ при $R_6 = R_7 = 390$ Ом.

3. Определяем значение максимальной резонансной частоты: $f_{p\,\max} = 150$ кГц; $\delta_Q = 0{,}1$.

4. Из условия получения требуемого коэффициента усиления на резонансной частоте определяем отношение сопротивлений резисторов R_3 и R_4: $R_3/R_4 = |T\ (j\,2\pi f_p)| - 1$, откуда $R_3 = R_4$.

5. Сопротивление R_5 определяется из условия обеспечения требуемого входного сопротивления селективного усилителя $R_5 \leqslant R_{\text{вх}}$. Выбираем $R_5 = 510$ кОм.

6. Определяем сопротивления $R_1 - R_4$ из выражения для добротности: $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5/Q$. Следовательно, $R_1 = 5{,}1$ кОм.

7. Из выражения для резонансной частоты определяем емкости $C_1 = C_2 = 1/(2\pi f_p R_1)$, откуда $C_1 = C_2 = 312$ пФ. Выбираем $C_1 = C_2 = 300$ пФ.

Настройка селективного RC-усилителя. 1. Подстроечным конденсатором, включенным параллельно C_2, настраиваем резонансную частоту. При этом добротность усилителя уменьшается, поскольку $Q = Q_0\sqrt{1/(1+(C_п/C))}$, где Q_0 — номинальная добротность при равных емкостях $C_1 = C_2 = C$, $C_п$ — емкость подстроечного конденсатора. 2. После настройки резонансной частоты добротность восстанавливается подстроечным резистором, включенным последовательно с резистором R_5. При этом коэффициент усиления не изменяется, так как он определяется только сопротивлениями резисторов R_3 и R_4.

7.3. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ СЕЛЕКТИВНЫЕ RC-УСИЛИТЕЛИ НА ИСТОЧНИКАХ ТОКА, УПРАВЛЯЕМЫХ НАПРЯЖЕНИЕМ

На управляемых источниках тока, так же как и на управляемых источниках напряжения, может быть реализовано большое количество самых различных схем селективных RC-усилителей. Однако целесообразно использовать лишь те из них, которые дают возможность обеспечить высокие резонансные частоты. Анализ различных схемных решений и практический опыт позволяют сформулировать основные принципы построения высокочастотных стабильных селективных усилителей на источниках тока, управляемых напряжением.

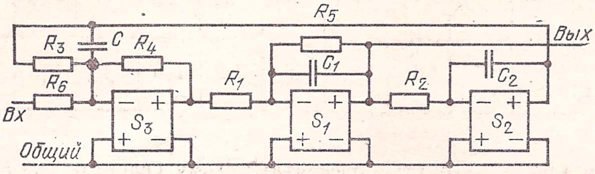
1. Фазосдвигающие цепи, включаемые в петлю обратной связи, должны быть интегрирующего типа. Применение других RC-цепей совместно с управляемыми источниками тока требует введения дополнительных развязывающих активных элементов, что особенно нежелательно на высоких частотах.

2. Для обеспечения высокой стабильности параметров усилителей целесообразно охватывать усилительные каскады общей отрицательной обратной связью.

Таблица 7.4

Селективные *RC*-усилители на ИТУН

Схема 1



Основные параметры

$$Q=R_5/R,\ f_\text{р}=(2\pi RC)^{-1};\ |T(\text{j}\,2\pi f_\text{р})|=R_5/R_6,\ \text{где}\ R_1=R_2=R_3=R_4=R,\ C_1=C_2$$

Максимальная резонансная частота

$$f_{\text{р max}}=\delta_Q/[2\pi Q(C_\text{пр}R+6\tau_\beta/RS_0)]$$

Условие коррекции

$$C_3=C_\text{пр}+C_\text{вых}+6\tau_S/(R^2S_0)$$

Динамический диапазон

$$D_\text{max}=\left\{4\pi f_\text{р}Q\left[\frac{e_\text{ш}^2}{U_{\text{вых max}}^2}+\frac{4kI}{U_{\text{вых max}}I}+\frac{4i_\text{ш}^2}{(RS_0)^2I^2}\right]\right\}^{-1/2}$$

$$\text{при}\ U_{\text{вых max}}=U_\text{max}\sqrt{2}$$

Шумы

$$U_{\text{ш вых}}^2=4\pi f_\text{р}Q[e_\text{ш}^2+2kTR+i_\text{ш}^2/S_0^2]$$

Максимальный выходной сигнал

$$U_{\text{вых max}}=0{,}5IR\leqslant U_\text{max}/\sqrt{2}$$

Чувствительности

$$S_{R_5}^Q=1;\ S_{R_4}^Q=S_{C_1}^Q=-S_{R_1}^Q=-S_{R_3}^Q=-S_{S_2}^Q=0{,}5;$$

$$S_{R_4}^{f_\text{р}}=S_{R_1}^{f_\text{р}}=S_{R_2}^{f_\text{р}}=S_{R}^{f_\text{р}}=S_{C_1}^{f_\text{р}}=S_{C_2}^{f_\text{р}}=-0{,}5$$

Характеристический многочлен с учетом параметра ИТУН

$$\frac{R_4}{R_3}\left(1-\frac{1}{S_1R_4}\right)=p\,\frac{C_2}{S_2}\left[(1+g_{\text{вых}2}R_2)(1+g_{\text{вх}2}R_1)\frac{S_2}{S_1}+\right.$$

$$\left.+S_2R_2\frac{R_1}{R_5}\left(1+\frac{g_1}{S_1}+\frac{g_2}{S_2}+\frac{g_3}{S_3}\right)-\frac{R_4}{R_3}\right]+p\,\frac{C_1}{S_2}\left[\left(\frac{R_1}{R_3}+g_{\text{вых}3}R_1\right)\times\right.$$

$$\left.\times(1-g_{\text{вх}3}R_2)\frac{S_2}{S_3}-\frac{R_4}{R_3}\right]+p^2R_1R_2C_1C_2\left(1+\frac{g_1}{S_1}+\frac{g_2}{S_2}+\frac{g_3}{S_3}\right),$$

$$\text{где}\ g_1=(1/R_3)(1+R_4/R_3)+(g_{\text{вх}1}+1/R_6)(1+R_4/R_1)+g_{\text{вых}1}(1+R_4/R_3);$$

$$g_2=(1/R_1)+(1/R_2)+g_{\text{вх}2}+g_{\text{вых}2};\ g_3=(1/R_2)+(1/R_3)+g_{\text{вх}3}+g_{\text{вых}3}$$

Примечания: 1. Усилитель относится к классу потенциально неустойчивых. Для ограничения добротности введен резистор R_5.

2. Инвертирующий каскад на ИТУН с крутизной S_3 введен для обеспечения отрицательной обратной связи.

Продолжение табл. 7.4

3. Все параметры приведены при выполнении условий: $S=S_1=S_2=S_3=\infty$; $g_{\text{вх}\,1}=g_{\text{вх}2}=g_{\text{вх}\,3}=g_{\text{вх}}=0$; $g_{\text{вых}\,1}=g_{\text{вых}\,2}=g_{\text{вых}\,3}=g_{\text{вых}}=0$, где $S=dI/dU$ — крутизна ИТУН; $g_{\text{вх}}$, $g_{\text{вых}}$ — входные и выходные проводимости ИТУН

4. Максимальная резонансная частота определяется влиянием частотной зависимости крутизны ИТУН и проходной емкости $C_{\text{пр}}$ резисторов R_3 и R_4. Частота $f_{\text{р}\,\max}$ определяется без учета корректирующей цепи

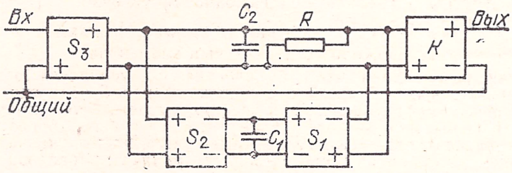
5. Корректирующая емкость вводится для уменьшения фазовых сдвигов, обусловленных влиянием частотной зависимости крутизны и проходных емкостей резисторов. При выполнении условия коррекции для определения $f_{\text{р}\,\max}$ нужно учесть эффекты, приводящие к фазовым сдвигам на более высоких частотах. Такие расчеты целесообразно производить для конкретных схем селективных усилителей.

6. Формула для напряжения шума приведена при условиях $R_1=R_2=R_3=R_4=R$ и $C_1=C_2$. В формуле $i_{\text{ш}}$ и $e_{\text{ш}}$ — генераторы шумового тока и напряжения ИТУН. (Предполагается, что все ИТУН шумят одинаково.)

7. Максимальное выходное напряжение $U_{\text{вых}\,\max}$ определяется минимальным значением, получаемым из условий, связанных с ограничением выходного тока ИТУН I и предельно допустимым напряжением на выходе ИТУН $U_{\max}$.

8. Отличительными особенностями усилителя по сравнению с другими звеньями на ИТУН являются малый уровень шумов и большой динамический диапазон. В расчетах при больших S влиянием $i_{\text{ш}}$ можно пренебречь.

Схема 2



Основные параметры

$$f_{\text{р}}=S/(2\pi C);\quad Q=SR \text{ и } |T(j\,2\pi f_{\text{р}})|=S_3Rk, \text{ где } S_1=S_2=S,\ C_1=C_2=C$$

Максимальная резонансная частота

$$f_{\text{р}\,\max}=\delta_Q/(2\pi f_S Q)$$

Динамический диапазон

$$D_{\max}=\left[\pi f_{\text{р}} Q\left(\frac{e_{\text{ш}}^2}{U_{\text{вых}\,\max}^2}+\frac{2kT}{QU_{\text{вых}\,\max}I_{\text{вых}\,\max}}+\frac{i_{\text{ш}}^2}{I_{\text{вых}\,\max}^2}\right)\right]^{-1/2}$$

$$\text{при } U_{\text{вых}\,\max}=U_{\max}\sqrt{2}$$

Шумы

$$U_{\text{ш.\,вых}}^2=2\pi f_{\text{р}} Q\left[e_{\text{ш}}^2+\frac{2kT}{QS}+\frac{i_{\text{ш}}^2}{S^2}\right]$$

Максимальный выходной сигнал

$$U_{\text{вых}\,\max}=I_{\text{вых}\,\max}/S\leqslant U_{\max}/\sqrt{2}$$

Чувствительности

$$S_R^Q=1;\quad S_{S_1}^Q=-S_{S_2}^Q=S_{C_2}^Q=-S_{C_1}^Q=0{,}5\qquad S_{S_1}^{f_{\text{р}}}=S_{S_2}^{f_{\text{р}}}=-S_{C_1}^{f_{\text{р}}}=-S_{C_2}^{f_{\text{р}}}=0{,}5$$

Характеристический многочлен с учетом параметров ИТУН

$$1+\frac{1}{S_1 S_2}\left(g_{\text{вх }1}+g_{\text{вх }k}+g_{\text{вых }2}+g_{\text{вых }3}+\frac{1}{R}\right)(g_{\text{вх }2}+g_{\text{вых }1})+$$

$$+p\frac{C_1}{S_1}\left[\frac{1}{S_2}\left(g_{\text{вх }1}+g_{\text{вых }2}+g_{\text{вх }k}+g_{\text{вых }3}+\frac{1}{R}\right)+\right.$$

$$\left.+\frac{C_2}{C_1}\,\frac{1}{S_2}\,(g_{\text{вх }2}+g_{\text{вых }1})\right]+p^2\,\frac{C_1 C_2}{S_1 S_2}$$

Примечания: 1. Селективный усилитель относится к классу потенциально устойчивых.

2. Комплексно-сопряженные полюса реализуются за счет двух ИТУН с крутизнами S_1 и S_2 и «выходными» конденсаторами C_1 и C_2.

3. Для подачи входного сигнала введен ИТУН с крутизной S_3. Выходное напряжение снимается с помощью повторителя напряжения с коэффициентом передачи k.

4. Частными случаями приведенного селективного усилителя являются устройства, получаемые заземлением одного из выходов ИТУН с крутизной S_1 или S_2. Можно также заземлить один из выходов ИТУН с крутизной S_1 или S_2. Можно также заземлить один из выходов сразу двух ИТУН.

5. Основные параметры приведены при выполнении условий: $C_1=C_2=C$ и $S_1=S_2=S$; $g_{\text{вх }1}=g_{\text{вх }2}=g_{\text{вх }3}=g_{\text{вх }k}=g_{\text{вх}}=0$ и $g_{\text{вых }1}=g_{\text{вых }2}=g_{\text{вых }3}=g_{\text{вых}}=0$, где $g_{\text{вх}}$ и $g_{\text{вых}}$ — входные и выходные проводимости активных элементов.

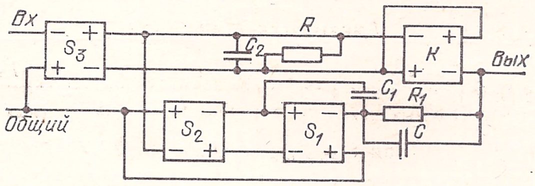
6. Максимальная резонансная частота селективного усилителя определяется частотой крутизны ИТУН, включенных в цепь обратной связи: $S(p)=S_0/(1+p\tau_S)$.

7. Введение корректирующих цепей дифференцирующего типа позволяет уменьшить фазовые сдвиги ИТУН на высокой частоте. Такие цепи могут быть образованы введением корректирующих конденсаторов в эмиттерные цепи усилительных каскадов и в каскады согласования уровней напряжения. Это позволяет увеличить диапазон резонансных частот.

8. Максимальная добротность усилителя определяется тангенсом угла потерь конденсаторов, входными и выходными проводимостями активных элементов, а также крутизной S_1 и S_2 ИТУН.

9. Отличительной особенностью селективного усилителя по сравнению с другими устройствами на ИТУН является возможность получения наибольшей максимальной резонансной частоты

Схема 3



Основные параметры

$$f_{\text{р}}=\sqrt{kS_2/R_1}\,/(2\pi C);\;\; Q=R\sqrt{kS_2/R_1};\;\; |T(\text{j}\,2\pi f_{\text{р}})|=k\,S_3\,R,\;\; C_1=C_2=C$$

Максимальная резонансная частота

$$f_{\text{р max}}=\delta_Q/[2\pi\,Q\,(\tau_k+\tau_{S_2}+\tau_{S_1}/R_1 S_1)]$$

Условие коррекции

$$C=(\tau_k+\tau_{S_2}+\tau_{S_1}/R_1 S_1)/R_1$$

Окончание табл 7.4

Динамический диапазон

$$D_{\max}=\left\{0{,}5\pi f_{\text{р}} Q\left[\frac{e^2_{\text{ш}1}\cdot 2+e^2_{\text{ш}2}+e^2_{\text{ш}k}+e^2_{\text{ш}3}(S_2 R/Q)^2}{U^2_{\text{вых max}}}+\right.\right.$$

$$\left.\left.+\frac{4kT\left(1+\dfrac{R}{R_1 Q}\right)}{U_{\text{вых max}} I}+\frac{\dfrac{i^2_{\text{ш}1}}{S^2_1}+\dfrac{i^2_{\text{ш}2}+i^2_{\text{ш}3}}{S^2_2}}{I^2}\right]\right\}^{-1/2}$$

$$\text{при } U_{\text{вых max}}=U_{\max}/\sqrt{2}$$

Шумы

$$U^2_{\text{ш. вых}}=0{,}5\pi f_{\text{р}}Q\left[2e^2_{\text{ш}1}+e^2_{\text{ш}2}+e^2_{\text{ш}_k}+e^2_{\text{ш}3}\left(\frac{S_2 R}{Q}\right)^2+4kT\left(R_1+\frac{R}{Q}\right)+\right.$$

$$\left.+\frac{i^2_{\text{ш}1}}{S^2_1}+\frac{i^2_{\text{ш}2}+i^2_{\text{ш}3}}{S^2_2}\right]$$

Максимальный выходной сигнал

$$U_{\text{вых max}}=IR_1\leqslant U_{\max}/\sqrt{2}$$

Характеристический многочлен с учетом параметров ИТУН

$$p^2 R_1 C_1\frac{C_2}{S_2}\left[1+\frac{1}{S_2}\left(g_1+\frac{1}{R_1}\right)\right]+pR_1C_1\left[\frac{g_2R+1}{S_2R}\left(1+\frac{g_1}{S_1}\right)+\frac{g_{\text{вх }1}}{S_1}\frac{C_2}{C_1}+\right.$$

$$\left.+\left(\frac{C_2}{C_1}-1\right)\frac{1}{S_1R_1}\right]+1+\frac{g_1}{S_1},\ \text{где } g_1=g_{\text{вх }1}+g_{\text{вых }1}+g_{\text{вх }2},$$

$$g_2=g_{\text{вых }2}+g_{\text{вых }3}+g_{\text{вх }k}$$

Чувствительности

$$S^Q_R=1;\ S^Q_{C_2}=S^Q_k=S^Q_{S_2}=-S^Q_{R_1}=-S^Q_{C_1}=0.5;$$

$$S^{f_{\text{р}}}_k=S^{f_{\text{р}}}_{S_2}=-S^{f_{\text{р}}}_{R_1}=-S^{f_{\text{р}}}_{C_1}=-S^{f_{\text{р}}}_{C_2}=0{,}5$$

Примечания: 1. Селективный усилитель относится к классу потенциально неустойчивых из-за использования интегратора с «проходным» конденсатором, выполненным на ИТУН с крутизной S_1. Второй интегратор выполнен на ИТУН с крутизной S_2 и «выходным» конденсатором.

2. Повторитель напряжения введен для развязки цепей двух интеграторов. Третий ИТУН используется для подачи сигнала от входного генератора.

3. Формулы для расчета основных параметров селективного усилителя приведены при условиях $C_1=C_2=C$; $S_1=\infty$; $g_{\text{вх}}=g_{\text{вх }1}=g_{\text{вх }2}=g_{\text{вх }3}=g_{\text{вх }k}=0$; $g_{\text{вых }1}=g_{\text{вых }2}=g_{\text{вых }3}=0$, где $g_{\text{вх}}$ и $g_{\text{вых}}$ — входные и выходные проводимости активных элементов.

4. Максимальная резонансная частота определяется частотной зависимостью крутизны ИТУН, на которых выполнены интеграторы: $S_1(p)=S_1/(1+p\tau_{S_1})$; $S_2(p)=S_2/(1+p\tau_{S_2})$, а также частотной зависимостью коэффициента передачи повторителя напряжения $k_{\text{р}}=k/(1+p\tau k)$.

5. Корректирующая цепь может быть введена с целью уменьшения фазовых сдвигов по цепи обратной связи и на высокой частоте, обусловленных частотно-зависимыми параметрами ИТУН и повторителя напряжений.

6. Применение указанного селективного усилителя позволяет получить достаточно высокие резонансные частоты (больше, чем при реализации усилителя по схеме 1) и большой динамический диапазон (больше, чем для усилителя второго типа). Однако при необходимости получения только высокой резонансной частоты или только большого динамического диапазона нужно использовать селективные усилители, выполненные по схеме 2 или 1 соответственно.

3. Для уменьшения чувствительности параметров селективных RC-усилителей к вариациям величин активных и пассивных элементов целесообразно в петле отрицательной обратной связи использовать только две фазосдвигающие цепочки.

4. Фазосдвигающие цепи интегрирующего типа должны включаться в петлю отрицательной обратной связи таким образом, чтобы частотные свойства активных элементов по возможности не приводили к большим дополнительным фазовым сдвигам. Количество усилительных каскадов должно быть минимальным.

5. В схемах высокочастотных селективных RC-усилителей целесообразно иметь сопротивления и емкости, близкие по значениям. Особенно это важно применительно к значениям емкостей, которые всегда должны быть много больше паразитных.

Перечисленным требованиям удовлетворяют схемы селективных RC-усилителей на двух интеграторах, включенных в петлю отрицательной обратной связи. С целью уменьшения влияния паразитных фазовых сдвигов активных элементов интеграторы желательно реализовывать подключением фазосдвигающих конденсаторов либо между инвертирующим входом и выходом управляемого источника (интегратор с «проходным» конденсаторором), либо к выходу источника (интегратор с «выходным» конденсатором). На основе таких интеграторов селективные RC-усилители могут быть выполнены по трем основным структурным схемам, приведенным в каталоге (табл. 7.4).

Этапы проектирования При проектировании высокочастотных селективных усилителей на основе ИТУН можно выделить следующие основные этапы: 1) анализ технического задания и выбор структурной схемы селективного усилителя; 2) выбор типа ИТУН; 3) расчет схемы по алгоритму, зависимому от приоритета параметров разрабатываемого усилителя; 4) экспериментальное исследование устройств и определение реально достижимых параметров.

Рассмотрим каждый этап проектирования. На первом этапе на основе анализа технического задания определяется приоритет параметров селективных RC-усилителей по степени их важности для разрабатываемого устройства. С этой целью выделим следующие основные параметры схем, которые наиболее часто задаются при проектировании: резонансная частота, добротность, коэффициент передачи на резонансной частоте, уровень шумов, максимальный выходной сигнал, динамический диапазон, допустимая нестабильность параметров, потребляемая мощность.

При выборе необходимой структурной схемы селективного RC-усилителя целесообразно воспользоваться следующими выводами анализа общих характеристик схем.

1. Наибольшим частотным диапазоном обладают усилители на двух дифференциальных ИТУН с «выходными» фазосдвигающими конденсаторами.

2. Селективные усилители на ИТУН с двумя «проходными» конденсаторами имеют минимальный уровень собственных шумов и наибольший динамический диапазон.

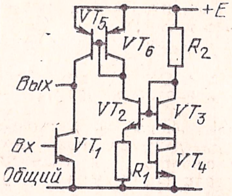
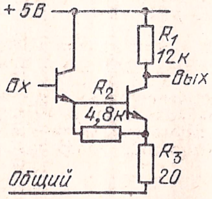
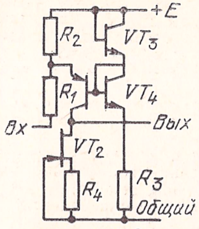
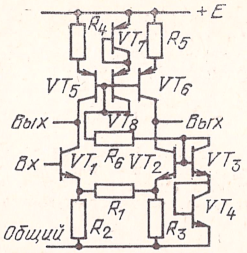
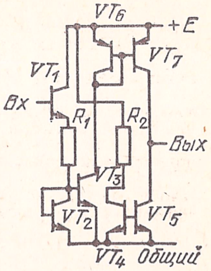
3. Селективные усилители на ИТУН с одним «проходным» и одним «выходным» конденсаторами имеют несколько меньший частотный диапазон, чем для схемы с двумя «выходными» конденсаторами при существенно большем динамическом диапазоне.

Выбор типов активных элементов на втором этапе проектирования также должен осуществляться согласно приоритету необходимых параметров селективных RC-усилителей. При этом предпочтение следует отдавать ИТУН, выполненным либо целиком в виде микросхемы (например, 529УП1, 175УВ2), либо с использованием микросхем транзисторных сборок (например, ИС серий 159 и 198). В каталоге (табл. 7.5) приведены примерные варианты ИТУН, выполненные на отечественных микросхемах. Такие варианты ИТУН позволяют синтезировать достаточно большое число различных селективных RC-усилителей. Могут применяться и другие схемы ИТУН, что открывает перед пользователями богатые возможности синтеза новых, более совершенных схем селективных RC-усилителей.

Схема 1 позволяет реализовать ИТУН с большой крутизной и сравнительно хорошими частотными свойствами при достаточно низких уровнях собственных шумов. Недостатком схемы 1 является небольшое выходное напряжение. Лучшей линейностью и меньшей входной проводимостью обладает схема 2 источника тока, однако она имеет несколько худшие частотные свойства. Наилучшими частот-

Таблица 7.5

Схемы и параметры ИТУН

Принципиальная схема источника тока, управляемого напряжением	 +E VT5 VT6 R2 Вых VT2 VT3 Вх VT1 R1 VT4 Общий VT_1-VT_4 – К198НТ1, VT_5-VT_6 – К198НТ5	 +5В R1 12к Вых Вх R2 4,8к R3 20 Общий	 +E R2 VT3 R1 VT4 Вх Вых VT2 R4 R3 Общий VT_1 – КТ360, VT_2 – КП303Б, VT_3, VT_4 – К159НТ1	 +E R4 VT7 R5 VT5 VT6 Вых VT8 Вых Вх VT1 R6 VT2 VT3 R1 VT4 Общий R2 R3 VT_1-VT_2 – К159НТ1, VT_3-VT_5 – К198НТ8	 VT6 +E VT7 VT1 Вх R1 R2 Вых VT3 VT2 VT5 VT4 Общий VT_1-VT_5 – К198НТ1, VT_6, VT_7 – К198НТ5
Максимальный выходной ток I, мА	0,1—2	0,3	0,1—2	0,1—2	0,1—2
Крутизна S_0, мА/В	$38{,}4I$	10	$\frac{I}{R_1 I+0{,}025}$	$\frac{I}{R_1 I+0{,}05}$	$\frac{I}{R_1 I+0{,}05}$
Входная проводимость $g_{вх}$, мСм	$0{,}3I$	0,05	$\frac{I}{R_1 I+0{,}025}$	$\frac{0{,}01I}{R_1 I+0{,}05}$	$\frac{0{,}01I}{R_1 I+0{,}05}$
Выходная проводимость $g_{вых}$, мкСм	$20I$	80	10	$\frac{I}{R_1 I+0{,}05}$	$40I$
Емкости, пФ: входная $C_{вх}$ проходная $C_{пр}$ выходная $C_{вых}$	 2 5 5	 5 0 2	 0 0 5	 0 2 5	 0 0 10

Верхняя частота крутизны f_S, МГц $\tau_S = 1/2\pi f_S$	100	10	400	200	30
ЭДС шума $e_ш$, нВ/$\sqrt{Гц}$	$1+0,5/\sqrt{I}$	2	$1,3\sqrt{10R_1}$	$1+0,5/\sqrt{I}$	$1+0,5/\sqrt{I}$
Выходной нормированный ток шума $i_ш$, нА/$\sqrt{Гц}$	$0,8\sqrt{I}$	0,2	$0,6\sqrt{I}$	$0,8\sqrt{I}$	$1,6\sqrt{I}$
Максимальная амплитуда выходного сигнала $U_{вых\ max}$, В	$0,5E-0,2$	1,2	$0,5E-1,5$	$0,5E-1,5$	$0,5E$

Примечания: 1. Первый ИТУН представляет собой простейший транзисторный усилительный каскад с ОЭ (транзистор VT_1) с динамической нагрузкой (транзистор VT_2) и цепью управления (транзисторы $VT_3 - VT_6$, резисторы R_1 и R_2). Установка выходного тока ИТУН производится изменением сопротивления R_1: $I = U_{эб}/R_1$. Ток в цепи управления обычно практически такой же, как и ток ИТУН.

2. Второй ИТУН выполнен на основе каскада ОК — ОЭ (транзисторы VT_1 и VT_2). Три таких ИТУН выпускаются в виде одной интегральной микросхемы 529УП1.

3. В основе третьего ИТУН использован каскад с ОБ (VT_1) с динамической нагрузкой на полевом транзисторе VT_2 и цепью смещения (диоды VT_3 и VT_4, резисторы R_2 и R_3). Регулировка максимального выходного тока осуществляется резистором R_4, включенным в истоковую цепь VT_2.

4. Дифференциальный ИТУН четвертого типа построен на транзисторах VT_2 и VT_1 с динамической нагрузкой (VT_5 и VT_6) и цепью смещения (транзисторы VT_3, VT_4, VT_7, VT_8, резисторы $R_2 - R_6$). Выходной ток ИТУН устанавливается с помощью резисторов $R_2 - R_6$.

5. Особенностью пятого неинвертирующего ИТУН является использование трех отражателей тока, выполненных на транзисторах VT_2—VT_7. Повторитель напряжения на VT_1 включен для снижения входной проводимости ИТУН. Установка выходного тока ИТУН производится резистором R_2. Инвертирующий ИТУН может быть выполнен на двух отражателях тока.

6. Основные параметры ИТУН определяются значениями их выходных токов. Для вычисления параметров ИТУН необходимо подставлять значения тока в миллиамперах, а сопротивление R_1 — в килоомах.

ными свойствами среди источников тока с небольшой крутизной обладает схема 3, основным недостатком которой является высокая входная проводимость. Этого недостатка лишена схема 4 с несколько худшими частотными свойствами. Как схема 3, так и схема 4 не позволяют достичь достаточно большой линейности по выходу. Большой уровень выходного сигнала можно получить при использовании схемы 5 источника тока, имеющего сравнительно небольшой частотный диапазон.

Влияние параметров ИТУН на характеристики селективных усилителей и на нестабильность их резонансных частот будет в основном определяться температурным коэффициентом сопротивлений (α_R) резисторов фазосдвигающих RC-цепей, если эти сопротивления выбраны из условия $R > k/(S_т \alpha_R T)$, где $S_т$ — крутизна транзисторов в ИТУН; $k = (1 \div 3)$ — коэффициент пропорциональности, зависящий от структурной схемы селективного усилителя и схемы используемого ИТУН; T — температура в градусах Кельвина; α_R — температурный коэффициент сопротивления.

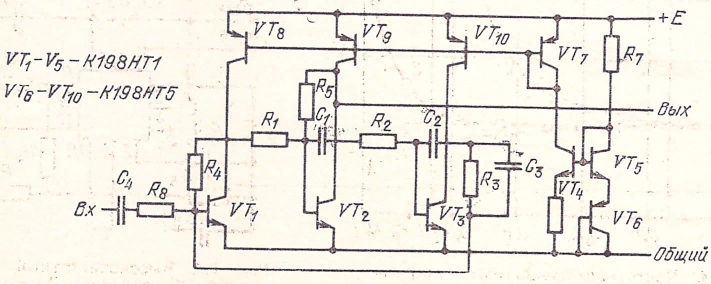


Рис. 7.3. Высокочастотный селективный RC-усилитель ($f_р$ = 465 кГц; Q = 20)

Применение простейших ИТУН в высокочастотных селективных усилителях не позволяет обеспечить высокую стабильность добротности. Для всех рассматриваемых ниже примеров температурный коэффициент добротности не превышает $\alpha_Q \approx (1 \div 2) \cdot 10^{-3}$ град$^{-1}$.

Это значение во многих случаях оказывается приемлемым, поскольку изменения добротности и усиления на резонансной частоте не превышает 3 дБ для диапазона изменения температуры до 100°.

Третий и четвертый этапы будут рассмотрены на примерах расчета селективных RC-усилителей и результатах их экспериментального исследования.

Пример 7.3. Выбрать и рассчитать схему селективного RC-усилителя со следующими параметрами: $f_р = 465$ кГц; $Q = 20$; $|T(j2\pi f_р)| = 3$. Напряжение выходных шумов усилителя не должно превышать 15 мкВ (в полосе 5 кГц) при максимальном выходном сигнале не менее 250 мВ.

Расчет 1. Анализ показывает, что наиболее важным параметром, определяющим выбор структурной схемы усилителя, является низкий уровень выходных шумов. Наименьшими шумами обладает селективный RC-усилитель (табл. 7.4, схема 1).

2. При выборе типа активного элемента нужно учитывать не только необходимость обеспечения малого уровня выходных шумов, но и возможность получения сравнительно большого выходного напряжения при высоких резонансных частотах. Этим требованиям наиболее полно удовлетворяет схема 1 управляемого источника тока (см. табл. 7.5). Анализ показывает, что при заданных уровнях $U_{ш.вых}$ и $U_{вых\,max}$ усилитель не может быть спроектирован на основе ИС К529УП1.

3. С учетом выбранных структурной схемы и схемы активного элемента усилитель может быть выполнен по схеме, приведенной на рис. 7.3. Первый, второй и третий ИТУН выполнены на транзисторах VT_1 и VT_8, VT_2 и VT_9, VT_3 и VT_{10} соответственно. Общая цепь смещения, обеспечивающая базовые токи транзисторов VT_8, VT_9 и VT_{10} и выполненная на транзисторах VT_4 — VT_7, позволяет

одновременно регулировать крутизну всех ИТУН. При идентичных транзисторах $VT_1 - VT_3$ и $VT_8 - VT_{10}$ крутизны ИТУН получаются одинаковыми.

4. Из условия требуемого напряжения шума определяем нормированное напряжение выходного шума $e_{\text{ш вых}} = U_{\text{ш.вых}}/\sqrt{0,5\pi\Delta f}$. Для заданных значений $U_{\text{ш.вых}}$ и Δf получаем $e_{\text{ш.вых}} \approx 0,17$ мкВ/$\sqrt{\text{Гц}}$.

5. Рассчитываем значения сопротивлений из условия допустимого нормированного напряжения шума (см. табл. 7.4, схема 1): $R \leqslant (1/2kT)\,[U^2_{\text{ш.вых}}/8Q^2) - e^2_{\text{ш}}]$. Получаем $R \leqslant 1,08$ кОм. Выбираем $R = 1$ кОм.

6. Из условия для максимального выходного сигнала определяем максимальный выходной ток при выбранном сопротивлении R: $I_{\text{вых max}} = 2U_{\text{вых max}}/R$, откуда $I_{\text{вых max}} \geqslant 0,5$ мА. Выбираем режимный ток транзисторов, равный 1 мА.

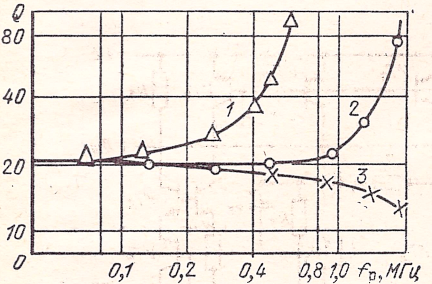


Рис. 7.4. Частотная зависимость добротности при различных корректирующих емкостях

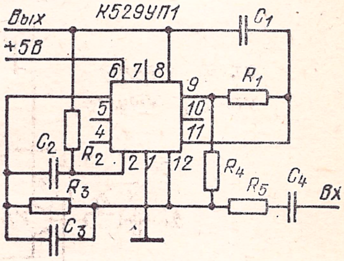


Рис. 7.5. Высокочастотный селективный *RC*-усилитель ($f_p = 100$ кГц; $Q = 100$)

7. Установить режимный ток транзисторов ИТУН можно по входным характеристикам транзисторов, из которых $U_{\text{эб}} = 0,68$ В при $I = 1$ мА: $R_8 \approx U_{\text{эб}}/I$, откуда $R_8 = 680$ Ом. (Полагаем при этом, что $U_{\text{эб4}} = U_{\text{эб5}} = U_{\text{эб6}}$).

8. Вычисляем сопротивление R_7: $R_7 = (E - 2U_{\text{эб}})/I$. Полагаем $E = 3$ В; ток $I = 1$ мА. Получаем 1,64 кОм. Выбираем $R_7 = 1,6$ кОм.

9. Зная резонансную частоту, рассчитываем емкости конденсаторов $C_1 = C_2 = C = 1/(2\pi f_p R)$, откуда получаем $C = 340$ пФ. Выбираем $C = 330$ пФ.

10. Определяем максимальную резонансную частоту селективного *RC*-усилителя по формуле, приведенной в табл. 7.4, схема 1. Для 10%-ного отклонения добротности от $Q = 20$ получаем $f_{p\,\max} = 240$ кГц. Таким образом, необходимо введение корректирующей цепи.

11. Емкость корректирующего конденсатора C_3 рассчитываем по формуле $C_3 = C_{\text{пр}} + C_{\text{вых}} + (6\tau_S/R^2S_0)$, где $C_{\text{пр}}$ и $C_{\text{вых}}$ — проходная и выходная емкости ИТУН; τ_S — постоянная времени их крутизны. Параметры ИТУН приведены в табл. 7.5. В результате расчета получаем $C_3 = 5$ пФ.

12. Рассчитываем сопротивление резистора R_5 исходя из требуемой добротности: $R_5 = RQ/[1 - 2Q\,(g_{\text{вх}} + g_{\text{вых}})/S]$. Получаем и выбираем $R_5 = 47$ кОм.

13. Сопротивление резистора R_6 определяем из требуемого коэффициента передачи: $R_6 = R_5/|T\,(j2\pi f_p)|$. Выбираем $R_6 = 16$ кОм.

Экспериментальный макет селективного усилителя, выполненный с указанными значениями емкостей конденсаторов, имел следующие характеристики: $f_p = 465$ кГц; $Q = 21$; $|T\,(j2\pi f_p)| = 27$, $U_{\text{ш вых}} = 13,4$ мкВ; $U_{\text{вых max}} = 270$ мВ.

Для определения частотных возможностей усилителя были сняты зависимости (рис. 7.4) добротности от резонансной частоты (перестройка ее производилась одновременным изменением емкостей $C_1 = C_2$) при $C_3 = 0$ (кривая *1*), $C_3 = 5$ пФ (кривая *2*) и $C_3 = 10$ пФ (кривая *3*). Приведенные зависимости дают возможность оценить частотные возможности усилителя при проектировании его на более высокие частоты.

Пример 7.4. Выбрать и рассчитать схему селективного *RC*-усилителя со следующими параметрами: $f_p = 100$ кГц; $Q = 100$.

Расчет. 1. Определяющим параметром при выборе структурной схемы следует считать необходимость получения $Q = 100$. По этой причине целесообразно выбрать структурную схему 1, приведенную в табл. 7.4, поскольку на ее основе теоретически можно получить сколь угодно большую добротность.

2. В качестве ИТУН можно выбрать схему 2, приведенную в табл. 7.5. Три ИТУН такого типа содержит микросхема К528УП1. Принципиальная схема, усилителя на основе этой микросхемы приведена на рис. 7.5. Здесь конденсаторы C_1 и C_2 включены между входом и выходом второго и третьего ИТУН. Резисторы R_1, R_2 и R_3 включены между выходами ИТУН и их входами, образуя замкнутую петлю отрицательной обратной связи. Конденсатор C_3 введен для коррекции. Через резистор R_5 и конденсатор C_4 подается входной сигнал.

3. Расчет усилителя целесообразно начинать с выбора отношения R_4/R, где $R = R_1 = R_2 = R_3$. Из табл. 7.4 (схема 1) получаем

$$\frac{R_4}{R} = \left[2\left(\frac{RS}{Q}\right)^2 + (g_{\text{вх}} + g_{\text{вых}})R + 1 - \frac{RS}{Q}\sqrt{\left(\frac{RS}{Q}\right)^2 + (g_{\text{вх}} + g_{\text{вых}})R + 1}\right]$$

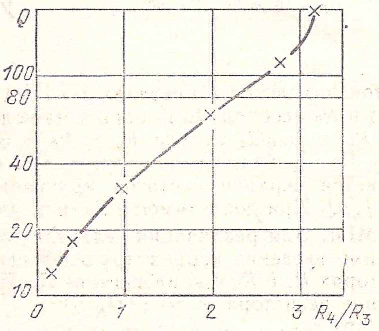


Рис. 7.6. **Зависимость добротности усилителя от отношения сопротивлений**

Анализ этого выражения показывает, что для уменьшения чувствительности Q к пассивным и активным элементам можно выбрать $RS \approx Q$. Отсюда с учетом данных, приведенных в табл. 7.5, получаем $R_4/R = 2{,}23$. Выбираем $R = 10$ кОм; $R_4 = 22$ кОм.

4. Определяем значения емкостей для заданной $f_\text{р}$ и для случая, когда $R_3 = R_4 = R$: $C_1 = C_2 = (1/2\pi)(\sqrt{R_4}/(\sqrt{R_3}Rf_\text{р}))$. Получаем $C_1 = C_2 = 236$ пФ. Выбираем $C_1 = C_2 = 240$ пФ.

Макет усилителя при выбранных сопротивлениях резисторов и емкостях конденсаторов $C_3 = 5$ пФ; $R_5 = 200$ кОм; $C_4 = 10$ пФ имел следующие параметры: $f_\text{р} = 100$ кГц; $Q = 93$ (без подстройки); $|T(j2\pi f_\text{р})| = 8$. Коэффициент передачи усилителя в определенных пределах можно изменять с помощью резистора R_5.

Приведенные на рис. 7.6 и 7.7 экспериментальные зависимости позволят эффективнее использовать микросхему К529УП1.

Пример 7.5. Выбрать и рассчитать схему селективного RC-усилителя со следующими параметрами: $f_\text{р} = 10$ МГц; $Q = 20$; $|T(j2\pi f_\text{р})| = 5$.

Расчет. 1. Определяющим параметром при выборе схемы является высокая резонансная частота. Это вынуждает выбрать наиболее высокочастотную структурную схему 2 (см. табл. 7.4) и ИТУН, выполненные по схеме 4 (см. табл. 7.5). Принципиальная схема усилителя приведена на рис. 7.8. В схеме инвертирующий ИТУН выполнен на высокочастотном p—n—p-транзисторе типа КТ360Б, а неинвертирующий ИТУН — на транзисторах VT_2 и VT_3 микросхемы К159НТ1. Источники постоянного тока, выполненные на микросхемах К198НТ3 (VT_4 — VT_6) и К198НТ (VT_7 — VT_9), обеспечивают получение больших добротностей, поскольку при этом выходные проводимости ИТУН увеличиваются незначительно.

2. Выбираем режимный ток каждого ИТУН так, чтобы обеспечить частотный диапазон, близкий к максимальному. Для выбранных типов транзисторов

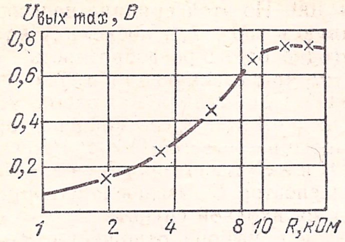


Рис. 7.7. Зависимость максимального выходного напряжения от сопротивления R

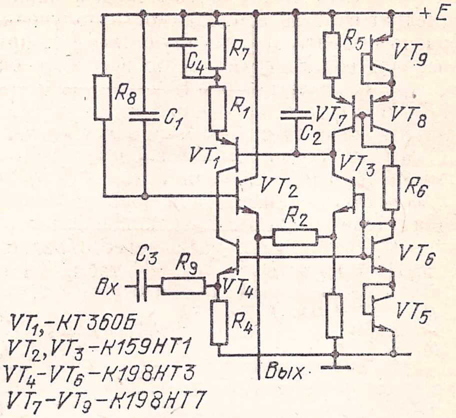


Рис 7.8. Высокочастотный селективный RC-усилитель ($f_р = 10$ МГц; $Q = 20$)

этот ток находится в пределах 1—2 мА. Пусть $I = 2$ мА, тогда сопротивления R_3, R_4 и R_5 необходимо выбирать из условий $R_3 = U_{эб}/2I$, откуда $R_3 \approx 180$ Ом; $R_4 = R_5 = U_{эб}/I$, откуда $R_4 = R_5 = 360$ Ом.

3. При выбранных режимных токах максимальная резонансная частота определяется верхней частотой крутизны транзисторов ИС К159НТ1: $f_{р\,max} = \delta_Q f_S/Q$. При допустимом 10%-ном изменении добротности получаем $f_{р\,max} = 1$ МГц. Для реализации селективного RC-усилителя на нужную частоту необходимо введение корректирующей цепочки, выполненной в данном случае на резисторах R_1 и R_7 и конденсаторе C_4. При выбранной емкости $C_4 = 5$ пФ сопротивление резистора $R_7 = (2\pi f_S C_4)^{-1}$, т. е. $R_7 = 80$ Ом. Выбираем $R_7 = 82$ Ом.

4. Выбираем емкости конденсаторов много больше паразитных: $C_1 = C_2 = 30$ пФ.

5. Определяем значения сопротивлений $R_2 = R_1 + R_7$ из условия получения необходимой резонансной частоты: $R_1 + R_7 = R_2 = (1/(2\pi C_1 f_р)) - (kT/qI)$, где $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; $q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ Кл. Выбираем $R_2 = 510$ Ом, отсюда $R_1 = 430$ Ом.

6. Сопротивление R_8, ограничивающее добротность, определяем из следующего выражения: $R_8 = R_2/[1 - 2R_2(g_{вх} + g_{вых})Q]$, где $g_{вх}$ и $g_{вых}$ — входные и выходные проводимости ИТУН. При $g_{вых} \approx g_{вх} \approx 20$ мкСм получаем $R_8 = 20$ кОм.

7. Из условия получения необходимого коэффициента усиления на резонансной частоте $R_9 = R_2Q/|T(j2\pi f_р)|$, отсюда $R_9 = 1{,}5$ кОм.

8. Значение сопротивления R_6 определяем из условия $R_6 = (E - 4U_{эб})/I_6$. При $E = 5$ В и $I_6 = 0{,}1$ мА получаем $R_6 = 22$ кОм.

Экспериментальный макет усилителя с расчетными параметрами пассивных элементов имел следующие характеристики: $f_р = 10$ МГц; $Q = 14{,}7$; $|T(j2\pi f_р)| = 5{,}6$ и $U_{вых\,max} = 300$ мВ.

Зависимость добротности от резонансной частоты усилителя для различных значений емкости конденсатора C_4 приведена на рис. 7.9.

Пример 7.6. Выбрать и рассчитать схему селективного RC-усилителя с максимально возможным линейным выходным напряжением при напряжении источника питания $E = +5$ В. Усилитель должен иметь следующие параметры: $f_р = 300$ кГц; $Q = 10$; $|T(j2\pi f_р)| = 3$.

Расчет. 1. Практически единственным критерием при построении требуемого RC-усилителя является правильный выбор типа управляемого источника тока, обеспечивающего наибольшую линейность. Этому требованию удовлетворяют ИТУН, построенные на отражателях тока (схема 5, табл. 7.5). На основе таких ИТУН возможно построение схемы 2 селективного RC-усилителя (табл. 7.4). Принципиальная схема при этом имеет вид, представленный на рис. 7.10.

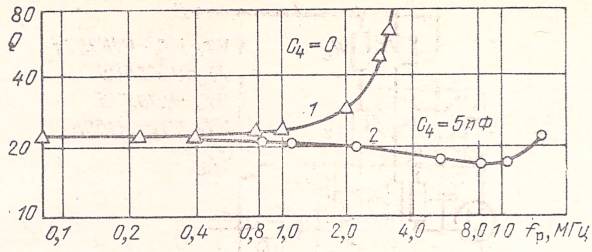


Рис. 7.9. Зависимость добротности от резонансной частоты для различных емкостей C_4

На транзисторах VT_1 — VT_3 ИС К198НТ1 и транзисторе VT_7 ИС К198Н6 построен инвертирующий ИТУН, крутизна которого определяется сопротивлением R_1, а неинвертирующий ИТУН выполнен на транзисторах VT_4, VT_5 ИС К198НТ1 и VT_6, VT_8 ИС К198НТ6 с крутизной, ограниченной сопротивлением резистора R_2. Цепь смещения состоит из диода VT_9 ИС К198НТ6 и резистора R_3.

2. Выбираем режимный ток каждого транзистора $I = 0{,}5$ мА, близкий к значению, обеспечивающему наилучшие частотные свойства. Сопротивление R_3 можно определить из условия $R_3 = (E - U_{эб})/I$, откуда $R_3 = 8{,}6$ кОм. Выбираем $R_3 = 8{,}2$ кОм.

3. Полный размах выходного напряжения равен $E - U_{эб}$, поэтому значения сопротивлений R_1 и R_2 должны быть равны и определяться из выражения $R_1 = R_2 = (E - U_{эб})/2I$, т. е. $R_1 = R_2 = 4{,}3$ кОм. Выбираем $R_1 = R_2 = 4{,}3$ кОм.

4. Значение сопротивления R_5, ограничивающего добротность, определяется из соотношения $R_5 = R_2/ [(1/Q + 2R_2 (g_{вых} + g_{вх})]$. Подставляя данные для ИТУН, получаем $R_5 \approx 250$ кОм.

5. Определяем емкости конденсаторов C_1 и C_2 : $C_1 = C_2 = 1/ (2\pi f_р R_1) = 124$ пФ. Выбираем $C_1 = C_2 = 120$ пФ.

6. Сопротивление R_4 определяется исходя из требуемого усиления на резонансной частоте: $R_4 = R_1 Q/|T\ (j2\pi f_р)|$, откуда $R_4 = 14$ кОм. Выбираем $R_4 = 15$ кОм.

7. Проверяем возможность реализации схемы на требуемую резонансную частоту. Получаем $f_{р\,max} = 300$ кГц при $\delta_Q = 0{,}1$ и $Q = 10$. Экспериментальный макет имел следующие основные характеристики при рассчитанных величинах пассивных элементов: $f_р = 283$ кГц (без настройки); $Q = 9{,}1$; $|T\ (j2\pi f_р)| = 2{,}7$; $U_{вых\,max} = 1{,}3$ В при $k_г = 0{,}2\%$.

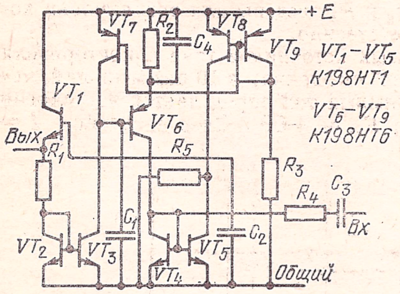


Рис. 7.10. Высокочастотный селективный *RC*-усилитель ($f_р$ = 300 кГц; $Q = 10$)

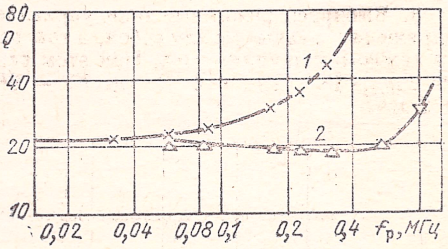


Рис. 7.11. Зависимость добротности от резонансной частоты для различных емкостей C_4

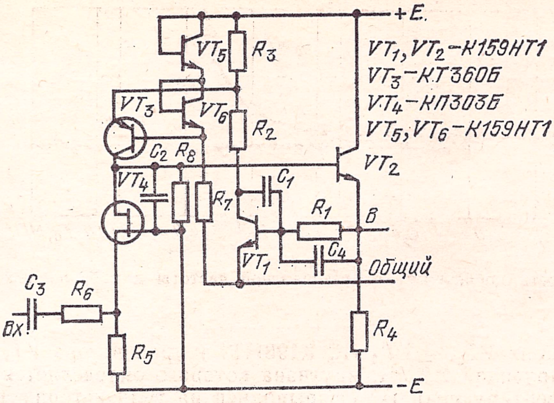


Рис. 7.12. Высокочастотный селективный *RC*-усилитель ($f_р = 2$ МГц; $Q = 20$)

На рис. 7.11 представлена зависимость добротности от резонансной частоты без корректирующих элементов (кривая *1*) и с корректирующим конденсатором $C_4 = 3$ пФ, включенным параллельно с резистором R_2 (кривая *2*).

Пример 7.7. Выбрать и рассчитать схему селективного *RC*-усилителя с максимальным динамическим диапазоном при питании $E_{\text{пит}} = \pm 6$ В и потребляемой мощностью $P_{\text{потр}} = 75$ мВт со следующими параметрами: ${}_{\text{р}} = 2$ МГц; $Q = 20$; $|T\ (\mathrm{j}2\pi f_{\text{р}})| = 10$.

Расчет. 1. При выборе структурной схемы следует учитывать в данном случае прежде всего возможность реализации устройства с большим динамическим диапазоном на сравнительно высокой резонансной частоте Целесообразным при этом является использование селективного *RC*-усилителя, выполненного по структурной схеме 3 в табл. 7.4.

2. Применение двух источников питания дает возможность использовать простейшие управляемые источники тока (схема 3 в табл. 7.5) и инвертирующий ИТУН, выполненный на основе транзисторного каскада ОЭ. В качестве повторителя напряжения можно использовать транзисторный каскад с общим коллектором.

С учетом изложенного можно предложить схему селективного *RC*-усилителя, изображенную на рис. 7.12. Инвертирующий ИТУН выполнен на транзисторе VT_1 ИС К159НТ1, а повторитель напряжения — на транзисторе VT_2 этой же микросхемы и резисторе R_4. Неинвертирующий ИТУН выполнен на биполярном транзисторе VT_3 (КТ360В) и полевом транзисторе VT_4 (КП303Б), резисторах R_2, R_3 и R_5 с цепью смещения на транзисторах в диодном включении VT_5 и VT_6 (ИС К159НТ1) и резисторе R_7. Резисторы R_6 и R_8 введены для регулировки коэффициента усиления и добротности соответственно.

3. Выбираем режимные токи управляемых источников тока и повторителя напряжения, равные между собой, а ток цепи смещения, в 10 раз меньший, чем ток каждого источника тока. При этом режимный ток определяется из условия $I = P_{\text{потр}} / [3{,}1\ (E_+ + |E_-|)$, где $E_+ = 6$В; $E_- = -6$В. Следовательно, $I = 2$ мА.

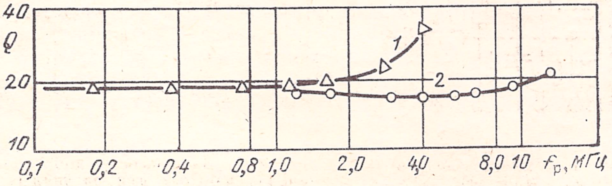


Рис. 7.13. Зависимость добротности от резонансной частоты для различных емкостей C_4

4. Сопротивление резистора R_3 можно вычислить по формуле $R_3 = U_{эб}/(2I)$, т. е. $R_3 \approx 180$ Ом.

5. С учетом падения напряжения на резисторе R_5 его сопротивление может быть определено из выражения $R_5 \approx U_0/(2I) - U_0/(2I_{max})$, где U_0 — напряжение отсечки полевого транзистора, а I_{max} — его максимальный ток стока. При $U_0 = 3$ В и $I_{max} = 4$ мА получаем $R_5 \approx 390$ Ом.

6. Режимный ток повторителя напряжения достаточно точно определяется выражением $I = (|E_-| + U_{эб})/R_4$, откуда $R_4 = 3{,}3$ кОм.

7. Максимальный динамический диапазон достигается при максимально возможном выходном напряжении. При этом падение напряжения на резисторе R_2 должно быть равно $IR_2 \approx (E_+ - 2U_{эб})/2$, отсюда $R_4 \approx 1{,}2$ кОм. Выбираем $R_1 = R_2$.

8. Сопротивление резистора R_7 определяется с учетом тока в цепи смещения: $R_7 = (E_+ - 2U_{эб})/0{,}1I$, откуда $R_7 = 22$ кОм.

9. Емкости C_1 и C_2 определяются из условия $C_1 = C_2 = 1/(2\pi f_р R_1)$, откуда $C_2 = C_1 = 68$ пФ.

10. Сопротивление R_8 рассчитывается по формуле $R_8 \approx R_1/[(1/Q) - R_1 g_{вых}]$, где $g_{вых}$ — выходная проводимость полевого транзистора. При $g_{вых} = 10$ мкСм имеем $R_8 \approx 36$ кОм.

11. Сопротивление R_6 рассчитывается с учетом требуемого коэффициента усиления:

$$R_6 = R_5 \frac{[R_1 SQ/|T(j2\pi f_р)|] - 1}{1 + R_5 S},$$

где S — крутизна полевого транзистора VT_4. При $S = 2$ мА/В имеем $R_6 \approx 910$ Ом.

12. Рассчитаем динамический диапазон селективного RC-усилителя. Нормированное напряжение выходного шума определяется выражением

$$e^2_{ш.вых} \approx Q^2 [4kT (R_1 + R_2) + i^2_{ш.вых} R^2_2],$$

где $i_{ш.вых}$ — выходной ток шума неинвертирующего ИТУН ($i^2_{ш.вых} \approx 2qI$), отсюда $e_{ш.вых} = 6{,}7 \cdot 10^{-7}$ В $\cdot$ Гц$^{-1/2}$. При этом эффективное значение выходного шума равно $U_{ш.вых} = 270$ мкВ. Динамический диапазон равен 76,5 дБ, поскольку $U_{вых\ max} \approx 1{,}8$ В.

13. Расчет максимальной резонансной частоты показывает, что $f_{р\ max} = 2{,}0$ МГц при $\delta_Q = 0{,}1$ и $Q = 20$. Экспериментальный макет селективного RC-усилителя имел следующие параметры:

$$f_р = 1{,}8 \text{ МГц};\ Q = 21;\ |T(j2\pi f_р)| = 12\quad U_{вых\ max} = 1{,}6 \text{ В при } k_г = 1\%;$$

$$U_{ш.вых} = 6{,}9 \cdot 10^{-7} \text{ В} \cdot \text{Гц}^{-1/2};\ D = 78 \text{ дБ}.$$

На рис. 7.13 приведены экспериментальные зависимости добротности от резонансной частоты без коррекции (кривая *1*) и с корректирующим конденсатором $C_4 = 3$ пФ, включенным параллельно с R_1 (кривая *2*).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ланнэ А. А.** Оптимальный синтез линейных электрических цепей. — М.: Связь, 1969. — 293 с.
2. **Ланнэ А. А.** Оптимальный синтез линейных электронных схем. — М.: Связь, 1978. — 334 с.
3. **Христиан Э., Эйземан Е.** Таблицы и графики по расчету фильтров. — М.: Связь, 1975. — 408 с.
4. Синтез активных RC-цепей: Современное состояние и проблемы / Под ред. А. А. Ланнэ. — М.: Связь, 1975. — 296 с.
5. **Знаменский А. Е., Теплюк И. Н.** Активные RC-фильтры. — М.: Связь, 1970. — 279 с.
6. **Маклюков М. И.** Инженерный синтез активных RC-фильтров низких и инфранизких частот. — М.: Энергия, 1971. — 183 с.

7. **Славский Г. М.** Активные RC- и RCL-фильтры и избирательные усилители. — М.: Связь, 1966. — 216 с.
8. Современная теория фильтров и их применение: Пер. с англ. / Под ред. И. Н. Теплюка. — М.: Мир, 1977. — 560 с.
9. **Хьюлсман Л. П.** Теория и расчет активных RC-цепей: Пер. с англ. / Под ред. А. Е. Знаменского. — М.: Связь, 1973. — 238 с.
10. **Хьюлсман Л. П.** Активные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. И. Н. Теплюка. — М.: Мир, 1972. — 516 с.
11. **Кустов О. В., Лундин В. З.** Операционные усилители в линейных цепях. — М.: Связь, 1978. — 143 с.
12. **Хейнлейн В. Е., Холмс В. Х.** Активные фильтры для интегральных схем: Пер. с англ. / Под ред. Н. Н. Слепова и И. Н. Теплюка. — М.: Связь, 1980. — 656 с.
13. **Масленников В. В., Сироткин А. П.** Избирательные RC-усилители. — М.: Энергия, 1980. — 217 с.
14. **Маклюков М. И., Протопопов В. А.** Применение аналоговых интегральных микросхем в вычислительных устройствах. — М.: Энергия, 1980. — 160 с.
15. Избирательные системы с обратной связью: Межвузовский тематический сборник / Под ред. Е. И. Куфлевского. — Таганрог, вып. 1, 1973. — 146 с.; вып. 3, 1976. — 223 с.; вып. 4, 1978. — 216 с.
16. **Ханзел Г.** Справочник по расчету фильтров: Пер. с англ. В. А. Старостина. — М.: Сов. радио, 1974. — 287 с.
17. **Собенин Я. А., Трифонов И. И., Фролов С. А.** Полиномиальные электрические фильтры. — Л.: ВАС, 1970. — 253 с.
18. **Собенин Я. А.** Расчет полиномиальных фильтров. — М.: Связьиздат, 1963. — 207 с.
19. Аналоговые интегральные микросхемы: Справочник / Кудряшов Б. П., Назаров Ю. В., Тарабрин Б. В. и др. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с.
20. **Капустян В. И.** Проектирование активных RC-фильтров высокого порядка. — М.: Радио и связь, 1980. — 160 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Введение 3

РАЗДЕЛ 1. ПРОСТЕЙШИЕ *ARC*-СХЕМЫ 7

1.1. Интегральные операционные усилители. Эквивалентная схема и параметры 7
1.2. Характеристики операционных усилителей. Особенности применения ОУ в *ARC*-схемах 10
1.3. Масштабные усилители на ОУ 20
1.4. Звенья первого порядка 27

РАЗДЕЛ 2. ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СЛОЖНЫХ *ARC*-СХЕМ 41

2.1. Задача аппроксимации. Общие сведения по выбору передаточных функций 41
2.2. Задача реализации 42
2.3. Оценка стабильности частотных характеристик 46
2.4. Расчет нестабильности частотных характеристик 47
2.5. Определение требований по стабильности характеристик звеньев 52
2.6. Расчет шумов в *ARC*-схемах 53
2.7. Расчет нелинейных искажений и динамического диапазона 57
2.8. Компоновка полюсно-нулевых пар и размещение звеньев 58

РАЗДЕЛ 3. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ *ARC*-ФИЛЬТРОВ, ЛИНИЙ ЗАДЕРЖКИ И ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ 60

3.1. Требования к частотным характеристикам фильтров 60
3.2. Передаточные функции фильтров с заданными характеристиками затухания 61
3.3. Передаточные функции фильтров с заданными АЧХ и ФЧХ 101
3.4. Фильтры с заданными амплитудно-частотными и временными характеристиками 111
3.5. Фильтры с заданными временными характеристиками 115
3.6. Особенности расчета передаточных функций фильтров верхних частот, полосовых и режекторных фильтров 119
3.7. Основные характеристики линий задержки 123
3.8. Передаточные функции фазовых звеньев 126
3.9. Расчет передаточных функций линий задержки 127
3.10. Расчет передаточных функций полосовых линий задержки 134
3.11. Расчет передаточных функций дисперсионных линий задержки 138
3.12. Передаточные функции широкополосных фазоразностных цепей 142

РАЗДЕЛ 4. ЗВЕНЬЯ АКТИВНЫХ *RC*-ФИЛЬТРОВ И КОРРЕКТОРОВ 150

4.1. Введение 150
4.2. Общие вопросы реализации звеньев второго порядка на ОУ 150
4.3. Методика проектирования звеньев второго порядка на ОУ 156
4.4. Общие свойства звеньев с мостовыми *RC*-цепями на одном ОУ 165
4.5. Принципиальные схемы, особенности проектирования и настройки звеньев на одном ОУ 169
4.6. Пример расчета звена на одном ОУ 187
4.7. Принципиальные схемы и особенности проектирования звеньев с решающими усилителями 193
4.8. Особенности настройки *ARC*-звеньев с решающими усилителями 218
4.9. Пример расчета фильтра на звеньях с решающими усилителями 221

РАЗДЕЛ 5. НЕКАСКАДНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ *ARC*-ЦЕПЕЙ 231

5.1. Общая характеристика некаскадной реализации 231
5.2. Гираторная реализация активных лестничных фильтров 233
5.3. Проектирование гираторных фильтров 241
5.4. Конверторная реализация АЛФ 249
5.5. Проектирование конверторных АЛФ 255
5.6. Некаскадная реализация *ARC*-цепей на одном усилителе 262
5.7. Проектирование *ARC*-цепей третьего порядка 269
5.8. Проектирование *ARC*-цепей четвертого порядка 295
5.9. Реализация широкополосных фазоразностных цепей 310

РАЗДЕЛ 6. ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЕ ФИЛЬТРЫ И КОРРЕКТОРЫ 318

6.1. Конструирование передаточных функций перестраиваемых фильтров и корректоров 318
6.2. Звенья перестраиваемых фильтров 331
6.3. Элементы перестройки *ARC*-цепей 336
6.4. Расчет управляемых *ARC*-цепей 342

РАЗДЕЛ 7. СЕЛЕКТИВНЫЕ *RC*-УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА 345

7.1. Принципы построения высокочастотных селективных *RC*-усилителей. Параметры усилителей 345
7.2. Высокочастотные селективные *RC*-усилители на основе ОУ 347
7.3. Высокочастотные селективные *RC*-усилители на источниках тока, управляемых напряжением 352

Список литературы 366

1р. 70к.

СПРАВОЧНИК
по расчету и
проектированию ARC-схем

·Радио и связь·

1р. 70к.

«Радио и связь»